

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
3-го Международного радиоэлектронного форума
«Прикладная радиоэлектроника.
Состояние и перспективы развития»
(МРФ'2008)

3nd International Radio Electronic Forum
(IREF'2008)

PROCEEDINGS

Том I

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИИ,
РАДИОАСТРОНОМИИ И СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ»
(СРРСН-2008)

Часть 1

Volume I

INTERNATIONAL CONFERENCE
«MODERN AND PERSPECTIVE RADAR, RADIO ASTRONOMICAL
AND SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS»
(SRRSN-2008)

Part 1

22–24 октября 2008 г.

Харьков, Украина

October 22–24, 2008

Kharkov, Ukraine

Харьков
2008

УДК 621.37/.39

3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том. I. Международная конференция «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». Ч. 1. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2008. – 374 с.

В сборник включены научные доклады участников Международной конференции «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» (СРРСН) 3-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008.

Издание подготовлено инновационно-маркетинговым отделом
Харьковского национального университета радиоэлектроники
и редакцией журнала «Прикладная радиоэлектроника»

61166, Украина, Харьков, просп. Ленина, 14.

Тел.: (057) 7021-397, 7021-515, 7021-735

Факс: (057) 7021-113

E-mail: innov@kture.kharkov.ua

akad@kture.kharkov.ua

© Академия наук прикладной
радиоэлектроники,
2008

© Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
2008

СОПРЕДСЕДАТЕЛИ

Яковенко В.М.	Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова Национальной академии наук Украины
Литвиненко Л.Н.	Радиоастрономический институт Национальной академии наук Украины, г. Харьков, Украина
Ширман Я.Д.	Харьковский университет воздушных сил им. И. Кожедуба, г. Харьков, Украина
Шифрин Я.С.	Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ МК СРРСН-2008

Брейгин А.М.	НИИ измерительной техники – радиотехнические комплексы, г. Челябинск, Россия
Бобицкий Я.В.	Национальный университет «Львівська політехніка», г. Львов, Украина
Ваврив Д.М.	Радиоастрономический институт НАНУ, г. Харьков, Украина
Вовшин Б.М.	ООО ЦНТИ «Элерон», г. Москва, Россия
Волощук Ю.И.	Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина
Гузь В.И.	НИИ «Квант-Радиолокация», г. Киев, Украина
Деденок В.П.	Центр института космических исследований НАНУ НКАУ, г. Харьков, Украина
Дидковский В.С.	Национальный технический университет Украины «КПИ», г. Киев, Украина
Дохов А.И.	Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина
Зеленский А.А.	Национальный аэрокосмический университет им. Н.Э. Жуковского «ХАИ», г. Харьков, Украина
Карлов В.Д.	Харьковский университет воздушных сил им. И. Кожедуба, г. Харьков, Украина
Карпенко В.И.	Харьковский университет воздушных сил им. И. Кожедуба, г. Харьков, Украина
Когут А.Е.	Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАНУ, г. Харьков, Украина
Козелков С. В.	ЦНИИ НиУ, г. Киев, Украина
Колпаков В.А.	Севастопольский район Госгидрографии им. Л.И. Митина, г. Севастополь, Украина
Конин В. В.	Национальный авиационный университет, г. Киев, Украина
Коноваленко А.А.	Радиоастрономический институт НАНУ, г. Харьков, Украина

Красюк В.Н.	Санкт-Петербургский государственный университет приборостроения, г. Санкт-Петербург, Россия
Кузниченко В.С.	ЦК НБ «Протон», г. Харьков, Украина
Леонов С.А.	Корпорация Raytheon, Waterloo, Canada
Литвинов В.В.	Харьковский университет воздушных сил им. И. Кожедуба, г. Харьков, Украина
Лобур М.В.	ГП НИРТИ, г. Львов, Украина
Малафеев Е. Е.	ОАО «АО НИИ радиотехнических измерений», г. Харьков, Украина
Мележик П.Н.	Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАНУ, г. Харьков, Украина
Можар М.К.	ГП НИИ «Орион», г. Киев, Украина
Монаков А.А.	Государственный университет аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Россия
Назаренко И.П.	Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники, г. Москва, Россия
Никитенко Ю.Г.	НИИ «Квант-Радиолокация», г. Киев, Украина
Онищенко И.Н.	Институт плазменной электроники и новых методов ускорения ННЦ ХФТИ, г. Харьков, Украина
Пискорж В.В.	ОАО «АО НИИ радиотехнических измерений», г. Харьков, Украина
Пресняк И.С.	КП НПК «Искра», г. Запорожье, Украина
Просвирнин С.Л.	Радиоастрономический институт НАНУ, г. Харьков, Украина
Разказовский В.Б.	Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАНУ, г. Харьков, Украина
Родионов В.В.	ФГП радиозавод «Полет», г. Челябинск, Россия
Ролинг Герман	Политехнический Университет, г. Гамбург, Германия
Седышев Ю.Н.	Харьковский университет воздушных сил им. И. Кожедуба, г. Харьков, Украина
Стериополо Е.А.	НИИ «Квант», г. Киев, Украина
Ткачев Г.Н.	АО «НПК «НИИ дальней радиосвязи», г. Москва, Россия
Траилин В.Ф.	КП «НПК «Искра», г. Запорожье, Украина
Харченко В. П.	Национальный авиационный университет, г. Киев, Украина
Чабдаров Ш.М.	Академия наук республики Татарстан, г. Казань, Россия
Шокало В.М.	Харьковский национальный университет радиоэлектроники, г. Харьков, Украина
Шульга В.М.	Радиоастрономический институт НАНУ, г. Харьков, Украина

ОБЗОР МАТЕРИАЛОВ ФОРУМА

Конференция «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации (СРРСН–2008).....	том 1
Конференция «Телекоммуникационные системы и технологии» (ТСТ–2008)	том 2
Конференция «Электронная компонентная база. Состояние и перспективы развития» (ЭКБ–2008)	том 3
Конференция «Актуальные проблемы биомединженерии» (АПБ–2008)	том 4
Конференция «Информационные компьютерные технологии и системы» (ИКТС–2008)	том 5
Конференция «Электромагнитная совместимость» (ЭМС–2008)	том 6
Конференция «Метрология и измерительная техника» (МИТ–2008)	том 7

ПАЛЕНАРНЫЕ ЗАСЕДАНИЯ КОНФЕРЕНЦИИ

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ

Солонин А.С.

Институт радарной метеорологии

188685, пос. Воейково Ленинградской обл., РФ, д. 15

E-mail: iram@iram.ru, тел./факс 813-70-75592

This paper describes five stages of evolution of meteorological radars: 1) non-coherent, manned and automated, the basic information on hydrometeors – reflectivity Z ; 2) Doppler coherent radars in which, except for Z , the information on radial velocity V_p and width of a Doppler velocity spectrum σ_v is obtained; 3) multiparameter (two-polarization) radars which, except for Z , V_p and σ_v , obtain the information on differential reflectivity Z_{DR} and shifts of received phases of electromagnetic waves in precipitations on vertical and horizontal polarizations; 4) Doppler radars with procedures of a pulse compression and a coded sounding pulse with the same volume of useful meteorological information; 5) development in the USA of multifunctional radars with an active phased array antenna, which allow to update the same volume of information in one-minute intervals (instead of 5-minute), simultaneously fulfilling all functions of the ATC radar.

1. Некогерентные метеорологические радиолокаторы (МРЛ). Современное развитие радиолокационной техники в X, C и S диапазонах волн и применение новейших достижений вычислительной техники при обработке сигналов позволяют извлекать метеорологическую информацию из амплитуды, фазы, частоты и поляризации электромагнитной волны, отраженной от метеообразования [1, 2].

Первые метеорологические радиолокаторы создавались на основании опыта оперативной эксплуатации списанных после мировой войны самолетных радиолокаторов и радиолокаторов орудийной наводки. Единственной метеорологической информацией на первом этапе было распределение в пространстве вокруг радиолокатора радиоэха зон очагов осадков и их высот. Затем энтузиасты научились измерять мощность отраженных от облаков и осадков сигналов. И после получения первых опытов метеорологической интерпретации отраженных сигналов были разработаны технические задания на первые метеорологические радиолокаторы и сами радиолокаторы.

Это были неавтоматизированные измерительные системы, которые на основе измерений величин отраженного сигнала и уравнения радиолокации метеообразований получали параметр, характеризующий отражающие свойства облаков и осадков и названный радиолокационной отражаемостью Z .

Специфика метеорологических радиолокаторов заключается в высокой пространственной разрешающей способности (по дальности не больше 1–2 мкс, а по угловым координатам не больше одного градуса), большом динамическом диапазоне сигналов, отраженных от метеообразований (более 70 дБ), в чувствительности приемного устройства (не менее 10^{-13} Вт); в импульсной мощности (не менее 100 кВт) при скорости обзора пространства до $36^\circ/\text{с}$ с возможностью обзора полусферы пространства.

Следующим этапом развития первых метеорологических радиолокаторов была автоматизация радиолокационных метеорологических наблюдений. Этот этап был реализован, когда возможности вычислительной техники и ее стоимость позволили достичь высокой рентабельности при серийном выпуске метеорологических радиолокаторов [1].

Автоматизация радиолокационных метеонаблюдений была реализована как техническими, так и программными средствами. Она включала три обязательных этапа автоматизированной обработки:

- 1) режим обзора пространства, первичная обработка сигналов, обеспечивающая измерение параметров радиоэха и выдачу их для дальнейшей обработки по алгоритмам;
- 2) формирование с помощью разработанных алгоритмов оптимального объема радиолокационных характеристик метеообразований путем метеорологической интерпре-

тации первичных (базовых) радиолокационных данных, измерения интенсивности и количества осадков;

3) представление выходной информации (продуктов) потребителям, совмещение ее с другими видами метеоинформации и архивация радиолокационных метеоданных.

В каждой конкретной радиолокационной системе эти обязательные этапы выполнялись по-разному, но в результате автоматизации все измерения и продукты получались с точностью, существенно не ухудшающей тактико-технические характеристики неавтоматизированных МРЛ.

Обязательным требованием к аппаратуре автоматизации является наличие дистанционной системы встроенного контроля основных параметров МРЛ, систем калибровки и отсутствие обслуживающего персонала в месте установки МРЛ.

Таким образом, автоматизация МРЛ и создание на ее базе метеорологических автоматизированных радиолокационных сетей произошла во всех странах на базе некогерентной обработки радиолокационных сигналов, т. е. измерения отражаемости Z [1].

2. Когерентные МРЛ. К 1985 г., когда развитие техники (радиолокационной и вычислительной) в США позволило получать оперативную метеоинформацию на основании доплеровского сдвига частот. Когерентная обработка отраженных сигналов в доплеровском МРЛ позволяет получать, кроме отражаемости, измерения радиальной (доплеровской) скорости V_p и ширины спектра доплеровских частот σ_v .

Как и в некогерентных МРЛ, первичная обработка сигналов в доплеровском (когерентном) МРЛ осуществляется в каждом дискрете дальности диаграммы направленности антенны равном или меньшем длительности зондирующего импульса и производится с целью измерения Z , V_p и σ_v . Время декорреляции отраженных от метеообразований сигналов составляет от 3 до 15 мс [1].

Диапазон отраженных от метеообразований радиолокационных сигналов достигает 100 дБ, диапазон радиальных скоростей – ± 70 м/с, ширина спектра – до 15 м/с. При этом, согласно рекомендациям Всемирной метеорологической организации, допустимая точность определения радиальной скорости не должна превосходить 0,25 м/с до удалений 130–230 км от ДМРЛ; ширина спектра скоростей – ≤ 1 м/с, а отражаемость – ± 1 дБZ [2].

Для повышения эффективности использования ДМРЛ повсеместно были созданы многофункциональные метеорологические автоматизированные радиолокационные сети. Все ДМРЛ на такой национальной сети работают по единой программе наблюдений на основе базовых измерений и алгоритмов выходных информационных продуктов [1]. Основные потребители информации таких сетей: авиационные синоптики и специалисты управления воздушным движением, дежурные синоптики и специалисты по краткосрочным прогнозам погоды и моделированию атмосферных процессов, гидрологи и все службы, ответственные за безопасность населения.

Национальная сеть оперативных доплеровских МРЛ в США состоит из 157 WSR-88D NEXRAD (S-диапазона), в Китае – из 120 WSR-98D (C - и S -диапазонов), международная сеть европейских метеослужб из 160 ДМРЛ типа METEOR (S- и C-диапазонов) [1, 2].

Сеть из современных когерентных метеорологических радиолокаторов получает первичную информацию: отражаемость Z (дБZ), радиальная скорость V_p (м/с) и ширина спектра σ_v (м/с). Из этих базовых измерений трех перечисленных параметров потребитель может получать на основе применения специальных алгоритмов на стадии вторичной обработки до 130 метеопродуктов. Из них обязательными для всех оперативных сетей являются: вероятность опасной погоды для штормового оповещения, пространственное распределение интенсивности и количества осадков, град, грозы, ливни, снегопад, мезоциклон в кучево-дождевых суперячейках, признаки торнадо, сдвиги ветра в осадках, профили ветра в обложных осадках. Эта метеоинформация получается по квадратам 4x4 км со временем обновления базовых данных от 5 до 15 мин. и любым временем накопления (в частности для осадков от одного до 24 час и за дождь в целом).

3. Двухполяризационные МРЛ. Использование только отражаемости при получении метеоинформации имеет несколько источников неопределенностей при интерпретации метеоданных. Эти неопределенности могут быть минимизированы при помощи двухполяризационных радиолокационных методов. Они позволяют учесть, при метеорологической интерпретации радиолокационной информации, размер, форму, ориентацию и фазовое физическое состояние отражающих гидрометеоров.

Многопараметрические (двухполяризационные) радиолокаторы, кроме Z , V_p и σ_v , могут одновременно получать данные о дифференциальной отражаемости $Z_{DR} = 10 \lg(Z_H/Z_{вер})$, сдвиги фаз электромагнитных волн (дифференциальную фазу Φ_{DP} (это разница между принятыми фазами горизонтально и вертикально поляризованных волн ($\Phi_{DP} = \Phi_H - \Phi_{вер}$)) и удельную дифференциальную фазу K_{DP} – это коэффициент изменения Φ_{DP} по дальности $K_{DP} = \frac{1}{2} \frac{d\Phi_{DP}}{dr}$ град/км. Использование при радиолокационном измерении осадков Z_{DR} и K_{DP} значительно улучшили точность измерения осадков и позволили повысить оправдываемость определения их фазового состояния.

С 2009 г. на сети NEXRAD США запланирована техническая и методическая модернизация, в результате которой они станут двухполяризационными и будут выдавать вдвое больший объем информации.

Все метеорологические радиолокаторы, выпускаемые в этом столетии, являются двухполяризационными. И только отсутствие единства у метеорологов Европы по качеству поляризметрической информации и способу введения поправок на ослабление в осадках при обработке информации на длинах волн С-диапазона не позволяют ввести их в оперативную практику повсеместно [2].

4. МРЛ с процедурами сжатия импульса. Принципиальная возможность замены радиолокаторов УВД спутниковыми системами с GPS и GLONASS при проводке самолетов и опознании «свой-чужой» привела к тому, что в новых разработках метеорологических радиолокаторов с передатчиками на ЛБВ, клистроне стала применяться технология (или процедура) сжатия импульса, давно используемая в радиолокаторах УВД [3].

Использование технологии, когда в качестве зондирующих импульсов МРЛ применяются импульсы со сложными законами внутриимпульсной модуляции, позволяет:

- уменьшить время на периодичность обзора пространства, т. е. время обновления метеоинформации;
- использовать передатчик с более низкой пиковой мощностью, но с той же чувствительностью приемника и более высокой разрешающей способностью по дальности, чем у существующих ДМРЛ.

Естественно, такой маломощный ДМРЛ легче обслуживается и имеет более высокую электромагнитную совместимость с другими радиолокаторами в месте размещения.

Недостаток технологии сжатия импульса в ДМРЛ – создание артефактов за счет боковых лепестков (регистрируются искусственно образованные радиолокационные отражения, возникающие в зоне повышенных градиентов отражаемости). Эти артефакты, безусловно, затрудняют метеорологическую интерпретацию отраженных радиолокационных сигналов. Судя по публикациям, должно пройти время, когда борьба с артефактами при сжатии импульса МРЛ найдет общеприемлемое решение. В публикациях на эту тему отсутствуют данные о влиянии маломощных закодированных зондирующих импульсов при их прохождении в зонах осадков повышенной интенсивности (≥ 50 мм/ч) на достоверность выходных продуктов. В настоящее время за рубежом в оперативной работе находятся несколько МРЛ с кодированием зондирующих импульсов.

5. МФАР – многофункциональный МРЛ с ФАР. Дальнейшая перспектива развития МРЛ связана с использованием в МРЛ активной фазированной решетки (ФАР). Поскольку только она позволяет ежеминутно обновлять метеоинформацию в радиусе обзора при развитии смерча (торнадо) [4].

Фундаментальное различие между ФАР с подвижным лучом и обычным радиолокатором заключается в том, что вращающаяся параболическая антенна заменяется системой электронного формирования и управления лучом. Луч ФАР формируется и направляется с помощью электроники, накладывая друг на друга выходы излучателей решетки. Это достигается управлением фазой и двухпозиционной синхронизацией (пульсированием) электромагнитного поля, генерируемого каждым излучателем относительно фаз и импульсов других излучателей антенной решетки (рис. 1) [5].

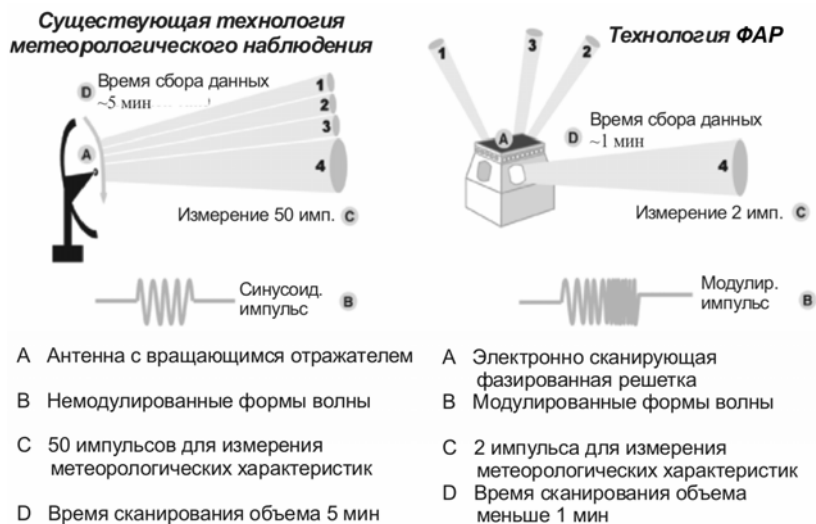


Рис. 1 [5]. Основные различия между обычным (слева) радиолокатором с механически вращающейся антенной и ФАР (справа) с подвижным лучом

Радиолокаторы с фазированной антенной решеткой (Е (электронным) сканированием) давно и с успехом применялись в высокоэффективных военных и информационных системах. Их использование для гражданских нужд блокировалось за пределами высокими ценами как радиолокаторов, так и их комплектующих.

Однако революционные изменения последних десятилетий в твердотельной радиолокационной и мобильной телекоммуникационных технологиях оказались настолько впечатляющими, что оценки стоимости радиолокатора с ФАР и ДМРЛ почти сравнялись [4, 5].

В США принята и действует федеральная целевая программа по адаптации существующих и разрабатываемых военных радиолокационных технологий для гражданских приложений и создание на их основе многофункционального радиолокатора с электронным сканированием луча на базе активной фазированной антенной решетки (МФАР) [4, 5].

Радиолокаторы МФАР будут обладать более высоким разрешением, чем обычные, иметь более высокую скорость обзора пространства и в них будут отсутствовать механические части (типа вращающейся антенны).

Многофункциональный радиолокатор с фазированной решеткой, имея такие достоинства, может одновременно выполнять практически все задачи существующей сети NEXRAD и задачи монофункциональных ведомственных сетей радиолокаторов по управлению воздушным движением, одновременно отслеживая перемещение своих и чужих воздушных судов в зоне своего обзора.

Возможности многофункционального радиолокатора с фазированной антенной решеткой и подвижным лучом изображены на рис. 2 [5] в виде панорамы. На рис. 2 представлены: 1) обзорное сканирование планетарного пограничного слоя (протяженностью до 2 км) для регистрации ветров, 2) обзорное сканирование кучевого облака "Cu", 3) обзорное сканирование суперячейкового шторма, 4) сканирование с высоким разрешением с более продолжительной задержкой на районе суперячейки, где возможно развитие тор-

надо, 5) сканирование, которое задевает контур горы в целях устранения местников с “хирургической точностью”, 6) определение условий распространения, то есть кумулятивной влажности вдоль луча между радиолокатором и контуром горы и 7) обнаружение и слежение за самолетами, включая чужие самолеты.

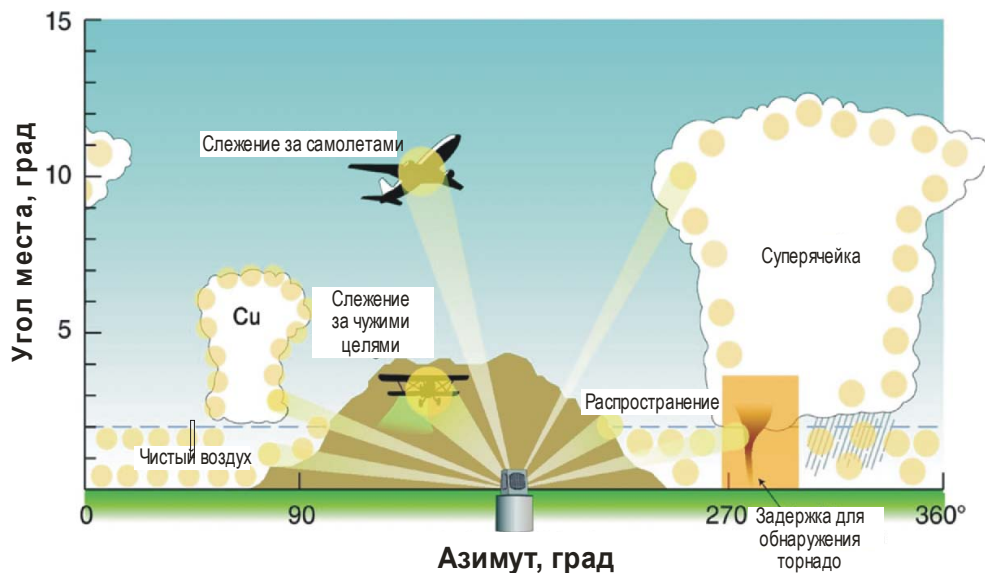


Рис. 2 [5]. Иллюстрация возможностей многофункциональности радиолокатора с фазированной антенной решеткой.

Считается, что МФАР превысят существующую высокую степень сервисной готовности для сетевых МРЛ (в США это 99,5 %) за счет исключения отказов в передатчике и антенной системе.

При разработке специального программного обеспечения МФАР планируется использовать проверенные многолетней практикой алгоритмы принятий решений об опасных явлениях и схема доведения выходной метеорологической информации (продуктов) до потребителей.

Создание единой радиолокационной сети США на базе МФАР запланировано на 2020–2025 гг. [5]. Таким образом, через 60 лет радиолокационные метеорологи вернулись на новом качественном уровне к использованию военных технологий при создании метеорологического радиолокатора нового поколения.

Литература

1. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети (коллективная монография ИРАМа). СПб, Гидрометеиздат, 2002, с. 332.
2. Автоматизированные метеорологические радиолокационные комплексы «Метеоячейка». (Коллективная монография ИРАМа), СПб, Гидрометеиздат, 2007, с. 238.
3. O’Hara F. and Bech J. Operational use of pulse compression in weather radar. 32 Conf. on radar met., 2005, American meteorological society.
4. Weber M. Advances in operational weather radar technology. USA, MIT, Lincoln laboratory journal, v. 16, No. 1, 2006, p. 9–30.
5. Zrnich D.C., Kimpel J.F. et al. Agile-beam phased array radar for weather observations. BAMS, 2007, p. 1753–1766.

УЧЕТ СОВРЕМЕННЫХ ТЕНДЕНЦИЙ РАЗВИТИЯ GNSS-ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ И ПРОИЗВОДСТВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Лукияненко Н.В.

ГП Оризон-Навигация, ул. Мазура 24, г. Смела, Черкасская обл. Украина.

Тел.+380473345210, e-mail: mykolalukianenko@orizon-navigation.com

The given work is devoted to the GPS/GLONASS receiver features and the Orizon-Navigation/Navis-Ukraine experience in this field. Because GLONASS differ from GPS, the two-system receiver design should take account those differences.

В последнее время, в связи с развитием ГЛОНАСС и планами по созданию европейской спутниковой навигационной системы Galileo, в мире возрос интерес к много-системным навигационным приемникам. Действительно, такие приемники обеспечивают за счет большего числа видимых спутников лучшую доступность, облегчают контроль целостности, улучшают точность при значительных затенениях радиовидимости.

Специалисты предприятий «Оризон-Навигация» и «Навис-Украина» достаточно давно занимаются разработкой двухсистемных приемников GPS/ГЛОНАСС и аппаратуры на их базе, на этих предприятиях накоплен большой практический опыт совместного использования сигналов двух разных систем для целей навигации, геодезии и синхронизации времени. Приведенные в докладе данные получены в результате исследовательских и опытно-конструкторских работ, проведенных специалистами наших предприятий.

Преимущества двухсистемного приемника GPS/ГЛОНАСС

Доступность, точность, целостность. Полностью развернутые глобальные навигационные спутниковые системы являются совершенным средством для определения местоположения, скорости и времени. Наиболее полно их возможности проявляются при работе на открытой площадке, когда в поле зрения находится максимальное число спутников и отсутствуют отраженные сигналы. При этом имеются все условия для обеспечения точности, доступности и достоверности, поскольку имеется достаточное количество видимых спутников для получения решения, обеспечивается хорошая геометрия размещения спутников относительно потребителя и обеспечивается избыточность измерений для работы алгоритмов RAIM. Тем не менее одна система не может обеспечить 100% доступность и целостность.

При наличии частичных затенений радиовидимости, которые характерны для условий применения на наземном транспорте, возможности точного позиционирования ухудшаются. При этом количество видимых спутников одной системы может быть недостаточным не только для получения точного и достоверного решения, но и возможность самого решения часто становится проблематичной. Использование двух навигационных систем существенно улучшает возможности потребителя.

В качестве примера преимуществ двухсистемного приемника в таблице и на рис. 1...3 приведены результаты работы приемника GPS/ГЛОНАСС вблизи вертикальной стены, затеняющей половину небосвода. Все результаты получены на одно и то же время и для одинаковой конфигурации созвездия спутников.

	открытая площадка	затенение восточной стороны	затенение западной стороны	затенение южной стороны
количество определений координат ГЛОНАСС+GPS		7763	9254	7514
процент относительно открытой площадки (GPS)	100%	49%	90%	8%
процент относительно открытой площадки (ГЛОНАСС+GPS)	100%	84%	100%	81%

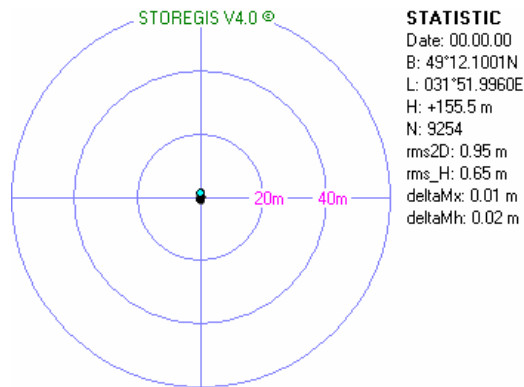


Рис. 1. ГЛОНАСС +GPS
Открытая площадка

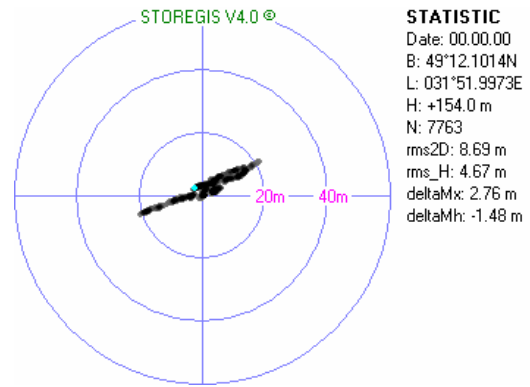


Рис. 2. ГЛОНАСС +GPS
Затенение с восточной стороны

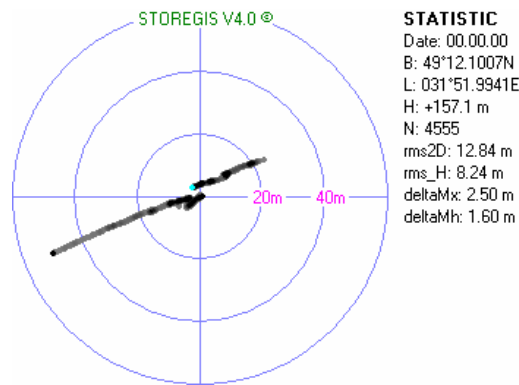


Рис. 3. GPS Затенение с восточной стороны

Помехоустойчивость. Поскольку GPS и ГЛОНАСС работают на отличающихся частотах, совмещенный приемник должен быть многочастотным. В простейшем случае это двухчастотный приемник, принимающий в диапазоне L1 сигналы L1 C/A GPS и G1 СТ ГЛОНАСС. Технически возможно объединить обработку этих сигналов в одном радиоприемном тракте и в одном сигнальном процессоре. Но если объединение сигнальной обработки в одном чипе имеет только плюсы (универсальность каналов, лучшая согласованность каналов экономия места и потребляемой мощности, то объединенный радиоприемный тракт порождает существенный недостаток, перечеркивающий в эксплуатации все достоинства двухсистемного приемника: радиопомеха в диапазоне GPS или ГЛОНАСС одинаково мешает приему обеих сигналов. Разделив приемные тракты получаем дополнительное преимущество: помеха GPS не мешает ГЛОНАСС и наоборот.

По отношению к помехе такой приемник (рис. 4) ведет себя, как два отдельных приемника GPS и ГЛОНАСС (см. рис. 5).

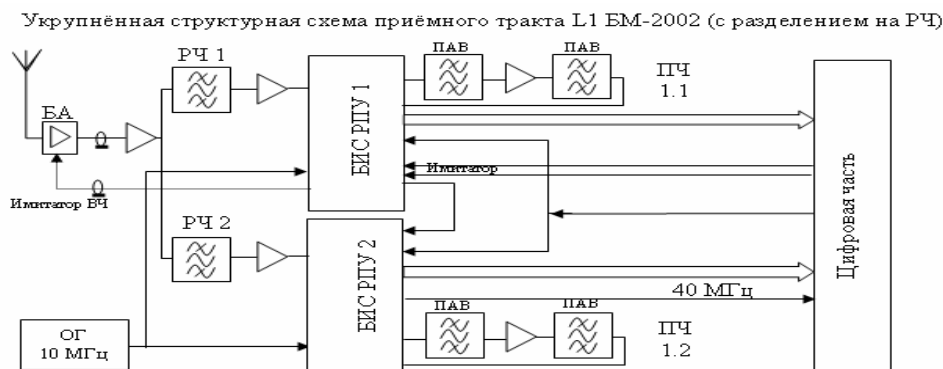


Рис. 4. Пример реализации двухсистемного приемника с отдельными радиоприемными трактами GPS и ГЛОНАСС

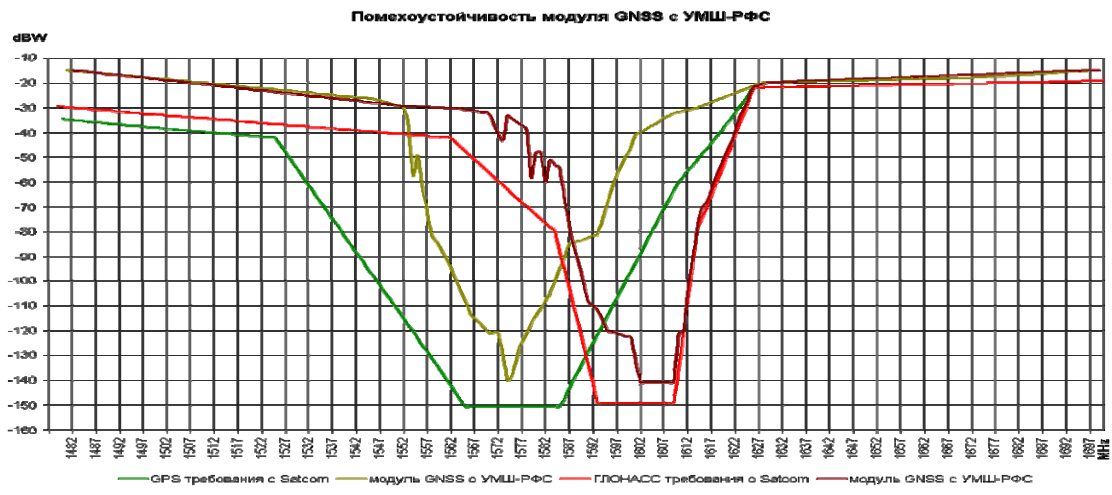


Рис. 5. Пороговые значения гармонической помехи для двухсистемного приемника при приеме сигналов GPS и ГЛОНАСС

Особенности ГЛОНАСС и их отражение на построении приемника

Калибровка радиоприемного тракта. ГЛОНАСС является системой с частотным разделением сигналов спутников в отличие от GPS с кодовым разделением сигналов. Это порождает необходимость учитывать неравномерность группового времени задержки (ГВЗ) сигналов в полосе радиоприемного тракта. С учетом необходимости обеспечения совместимости с наземными терминалами системы мобильной спутниковой связи Globalstar в радиоприемном тракте ГЛОНАСС неравномерность ГВЗ (см. рис.6) может достигать несколько десятков наносекунд (до 30 метров). При использовании фильтров ПАВ (см. рис. 7), характеристики которых существенно зависят от температуры, без калибровки ГВЗ в реальном времени можно существенно потерять в точности. Технические решения по калибровке радиоприемного тракта достаточно хорошо отработаны нашими специалистами, найден способ встраивания схем калибровки в ASIC сигнальной обработки, что существенно снижает аппаратные затраты на реализацию калибровки.

Полная калибровка. Задержка в нсек.
ПТ код. Частотный план до 2005 года.

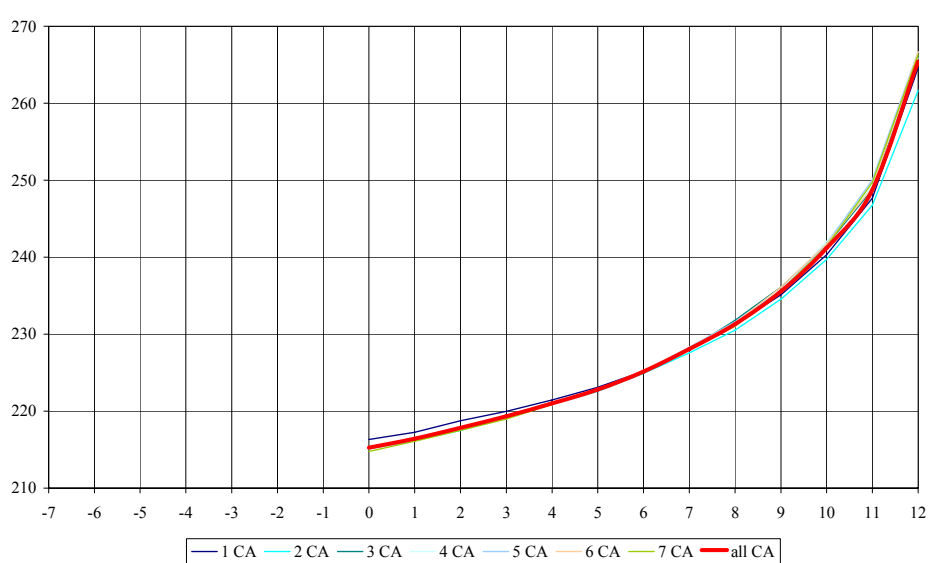


Рис. 6. Зависимость ГВЗ от литерной частоты принимаемого спутника в приемнике с LC фильтром ПЧ шестого порядка.

Полная калибровка. Задержка в нсек.
 ПТ код. Частотный план после 2005 года.

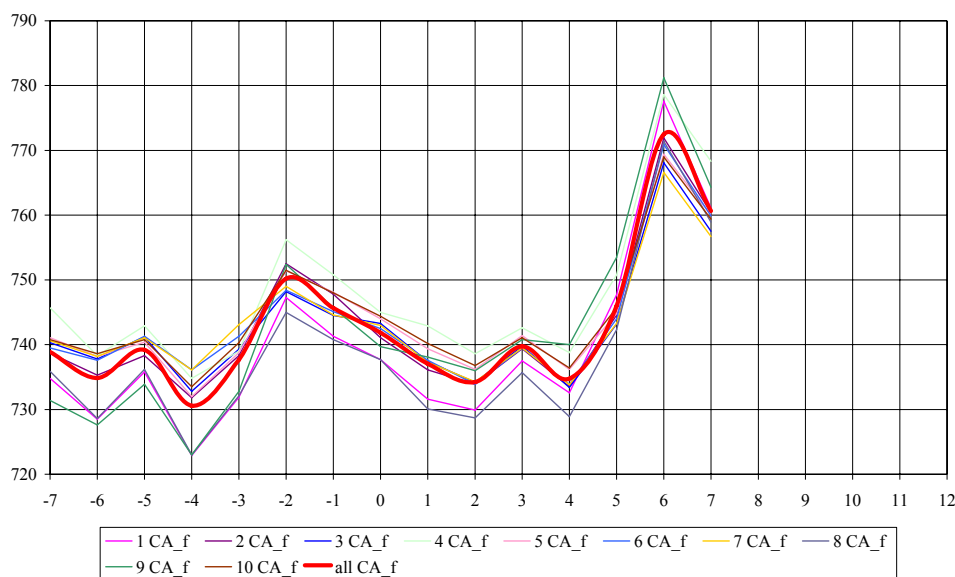


Рис. 6. Зависимость ГВЗ от литерной частоты принимаемого спутника в приемнике с фильтром ПАВ

Параметры коррелятора. Тактовая частота кода псевдослучайной последовательности в ГЛОНАСС в два раза меньше чем в GPS, это вызывает необходимость применения своих параметров коррелятора приемника для оптимального слежения за сигналом ГЛОНАСС.

Использование взвешенных измерений. Точностные характеристики ГЛОНАСС отличаются от GPS, поэтому при получении навигационного решения в двухсистемном приемнике должны применяться взвешенные измерения. Неучет этого фактора приводит к ухудшению двухсистемного решения относительно GPS решения.

Информация, передаваемая спутниками. В ГЛОНАСС эфемеридная информация содержит координаты спутника на фиксированный момент времени и их производные, в отличие от GPS где передаются кеплеровы элементы орбиты. В силу этого в ГЛОНАСС старение эфемерид происходит быстрее, чем в GPS и при возрасте эфемерид более 30 мин наблюдается быстрая деградация точности.

возраст ЭИ	30 минут	60 минут	120 минут	180 минут
погрешность ЭИ	2.5 - 3.5 м	10 - 15 м	38 - 40 м	130 - 140 м

Для нормального использования ГЛОНАСС необходимо иметь возможность регулярного обновления эфемерид (период передачи эфемерид равен 30 сек). В связи с этим для применений в городских условиях Assisted режим (в части передачи эфемерид по наземным линиям связи) может иметь для ГЛОНАСС даже большее значение чем для GPS. Внедрение Assisted GPS/ГЛОНАСС позволит в полной мере реализовать преимущества двухсистемного GPS/ГЛОНАСС приемника при его использовании в городских условиях.

Системная шкала времени. Системная шкала времени ГЛОНАСС отличается от системной шкалы времени GPS. Величина расхождения изменяется но может достигать десятков и сотен наносекунд и это требует специальных усилий при разработке алгоритмов навигационного решения. Применяемые в двухсистемных приемниках алгоритмы позволяют определить расхождение шкал времени в качестве одного из неизвестных.

Использование модели ионосферной задержки. ГЛОНАСС, по состоянию на сегодняшний день, не передает параметры модели ионосферной задержки, что ухудшает точность определения координат одночастотным приемником ГЛОНАСС. В двухсистемном приемнике параметры модели ионосферной задержки, передаваемой GPS, успешно используются для коррекции измерений ГЛОНАСС.

Выводы. Поскольку ГЛОНАСС и GPS во многом отличаются, механический перенос технических решений приемника GPS на приемник GPS/ГЛОНАСС может ухудшить характеристики последнего в сравнении с приемником «только GPS».

Учет особенностей каждой из систем при проектировании двухсистемного приемника позволяет в полной мере реализовать преимущества совместного использования двух систем. Опыт разработки двухсистемных приемников GPS/ГЛОНАСС, накопленный на предприятиях Оризон-Навигация и Навис-Украина, подтверждает возможность объединения достоинств каждой из систем и минимизации проявления их недостатков в объединенном продукте.

При создании многосистемных приемников с использованием сигналов Galileo также необходимо учитывать особенности этой системы. Специалисты предприятий «Оризон-Навигация» и «Навис-Украина» имеют положительный опыт работы с сигналами Galileo в рамках европейского проекта GIRASOLE. Нами создан прототип многосистемного многочастотного приемника GPS/ГЛОНАСС/Galileo, с помощью которого принят сигнал спутника GIOV-A Galileo и получено решение по сигналам имитатора сигналов Galileo, разработанного в рамках этого же проекта.

ПЛАНАРНЫЕ МЕТАМАТЕРИАЛЫ

Просвирнин С.Л.

Радиоастрономический институт НАН Украины

61002, Харьков, ул. Краснознаменная, 4, отдел теоретической радиофизики

Тел. (057) 720-35-96, Факс (057) 706-14-15

E-mail: prosvirn@rian.kharkov.ua, <http://prosvirn.uaic.net>

Brief review of works is presented that related to the study of planar metamaterials and in which the author took part directly. Planar chirality, high impedance surfaces and trapped mode regime of thin periodic structures are discussed with reference to microwaves and infrared wavelength region.

Метаматериалы представляют собой искусственные среды, которые имеют электромагнитные свойства, у известных естественных материалов не обнаруженные.

Многие идеи, относящиеся к физике метаматериалов, родились в сообществе специалистов в области микроволновой техники. В настоящее время имеются технологические возможности создавать nano-структурированные материалы и, в связи с этим, эксплуатировать идеи создания искусственных металлических и диэлектрических структур с уникальными электромагнитными свойствами в микроволновом диапазоне для целей оптики инфракрасного и даже видимого диапазона длин волн. Специалисты в области фотоники развивают идеи разработок микроволновых метаматериалов применительно к оптике, а исследователи микроволнового сообщества заинтересованы в новых возможных приложениях метаматериалов. Благодаря этому объединению усилий, вероятнее всего, следует ожидать перспективных приложений метаматериалов именно в фотонике [1].

Как правило, искусственные материалы представляют собой периодические структуры. Наряду с объемными периодическими по трем направлениям в пространстве искусственными материалами, рассматриваются планарные метаматериалы. Планарный метаматериал представляет собой слой композита с уникальными электромагнитными свойствами, построенный на основе некоторой периодической по двум направлениям структуры.

В докладе представлен обзор результатов исследований планарных метаматериалов, в которых принимал участие автор, и соответствующих теоретических методов.

Планарная киральность. На основе анализа поляризационных изменений при дифракции света на планарной киральной периодической структуре с помощью леммы Лоренца показано, что собственные поляризационные состояния у волн, дифрагирующих через решетку в противоположных направлениях, являются биортогональными [2].

Волна круговой поляризации при нормальном падении на анизотропную структуру проходит через нее, частично преобразуясь в волну, которая имеет противоположное направление вращения вектора электрического поля. Особенность прохождения через диссипативную киральную структуру состоит в асимметрии такого преобразования при падении волны с противоположных направлений [3].

Высокоимпедансные поверхности. Как известно, при нормальном отражении плоской электромагнитной волны идеально проводящей плоскостью, векторы напряженности падающего и отраженного электрического поля имеют равные величины, но противоположные направления, из-за равенства нулю напряженности суммарного электрического поля в проводнике. Поэтому коэффициент отражения такой "электрической стенки", равен -1 , а поверхностный импеданс - нулю. Если заменить идеально проводящую плоскость "магнитной стенкой" - на ее поверхности равна нулю тангенциальная компонента напряженности магнитного поля, векторы напряженности электрического поля падающей и отраженной волны окажутся равными на отражающей плоскости. Коэффициент отражения магнитной стенки при нормальном падении равен $+1$, а поверхностный импеданс - бесконечно большой. Периодические структуры из проводящих полосок на тонком слое металлизированного диэлектрика на резонансной частоте имеют свойства магнитной стенки [4].

Периодические структуры с «запертыми модами». Высокодобротные резонансы отражения и прохождения тонких плоских многоэлементных периодических структур могут быть получены в режиме возбуждения «запертой моды» - антисимметричного квази-собственного колебания [5]. Благодаря высокой напряженности поля в режиме запертой моды, периодическая структура для инфракрасного диапазона длин волн может использоваться в качестве резонатора плоского лазера [6].

Тенденция перехода от изучения сложных периодических структур в микроволновом диапазоне к поиску их аналогов для оптических длин волн находит отражение в разработке методов теории метаматериалов. Наряду с традиционными методами теории дифракции волн на периодических структурах в частотной области, развиваются эффективные методы теории дифракции света во временной области на структурах из элементов, материалы которых в значительной мере проницаемы для электромагнитного поля и имеют существенную частотную дисперсию [7].

Литература.

1. Gevaux D., View from Nanometa-2007. Big minds think small, *Nature Photonics*, March 2007, vol. 1, pp. 141-142.

2. Prosvirnin S., Zheludev N., Polarization effects in diffraction of light on a planar chiral structure, *Phys. Rev. E*, 2005, 71(3), 037603.

3. Fedotov V.A., Mladyonov P.L., Prosvirnin S.L., Rogacheva A.V., Chen Y., Zheludev N.I., Asymmetric propagation of electromagnetic waves through a planar chiral structure, *Phys. Rev. Lett.*, 2006, vol. 97, no. 16, 167401;

Fedotov V.A., Schwanecke A.S., Zheludev N.I., Khardikov V.V., and Prosvirnin S.L., Asymmetric transmission of light and enantiomerically sensitive plasmon resonance in planar chiral nanostructures, *Nano Letters*, 2007, vol. 7, no. 7, pp. 1996-1999.

4. Младенов П.Л., Просвирнин С.Л., Микрополосковая двухпериодическая решетка из непрерывных криволинейных металлических лент как высокоимпедансная поверхность, *Радиофизика и радиоастрономия*, 2003, т. 8, 4, 375-382;

Fedotov V.A., Rogacheva A.V., Zheludev N.I., Mladyonov P.L., and Prosvirnin S.L., Mirror that does not change the phase of reflected waves, *Appl. Phys. Lett.*, 2006, vol. 88, 091119;

Schwanecke A.S., Fedotov V.A., Khardikov V.V., Prosvirnin S.L., Chen Y., and Zheludev N.I., Optical magnetic mirrors, *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, 2007, vol. 9(1), L1-L2.

5. Prosvirnin S., Zouhdi S., Resonances of closed modes in thin arrays of complex particles, *Advances in Electromagnetics of Complex Media and Metamaterials*, S.Zouhdi et al.(eds.), Kluwer Academic Publishers, Printed in the Netherlands, 2003, pp. 281-290;

Fedotov V.A., Rose M., Prosvirnin S.L., Papasimakis N., and Zheludev N.I., Sharp trapped-mode resonances in planar metamaterials with a broken structural symmetry, *Phys. Rev. Lett.*, 2007, vol. 99, no. 14, 147401(4).

6. Zheludev N.I., Prosvirnin S.L., Papasimakis N. and Fedotov V.A., Lasing spacer, *Nature Photonics*, Published online: 25 May 2008; doi:10.1038/nphoton.2008.82.

7. Харди́ков В.В., Ярко Е.О., Просвирнин С.Л., Использование матриц передачи и псевдо-спектрального метода во временной области для исследования дифракции света на планарных периодических структурах, *Радиофизика и радиоастрономия*, 2008, том 13, № 2.

ПЕРСПЕКТИВЫ НИЗКОЧАСТОТНОЙ РАДИОАСТРОНОМИИ

Коноваленко А.А.

Радиоастрономический институт НАН Украины

61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная 4, тел: (057) 706-14-12

Report is devoted of development prospects of low frequency radio-astronomy.

В последние годы интерес к низкочастотной радиоастрономии (декаметровый - метровый диапазоны волн) во всем мире неуклонно возрастает. Этот прогресс в значительной степени был стимулирован успешным и информативным функционированием крупнейшего в мире радиотелескопа декаметровых волн УТР-2 (г. Харьков) и созданной на его основе системы интерферометров УРАН (г. Змиев, г. Львов, г. Одесса, г. Полтава). Эти инструменты за 40 лет существования позволили получить большой объем приоритетных, астрофизически значимых научных результатов.

В настоящее время в Голландии и США начато создание радиоастрономических инструментов (диапазон частот 20-200 МГц) нового поколения (проекты LOFAR и LWA), которые по своим параметрам должны превзойти лучшие пока радиотелескопы Украины.

С целью сохранения и развития приоритета Украины в данной актуальной области фундаментальной науки в 2006 году НАН Украины начала реализацию целевой программы, посвященной перспективному развитию низкочастотной радиоастрономии, включая создание гигантского украинского радиотелескопа /ГУРТ) нового поколения. Уже созданы первые звенья этого радиотелескопа (диапазон 10-8- МГц), а конечная цель проекта состоит в обеспечении максимальной эффективной площади (до 1 млн. кв. м.) при широком диапазоне частот, высоких чувствительности и помехоустойчивости. Данная концепция одобрена мировым радиоастрономическим сообществом. Будущая международная сеть высокоэффективных низкочастотных радиотелескопов позволит получить принципиально новые данные об объектах Вселенной.

СТАНОВЛЕННЯ АКУСТИЧНОЇ ТЕХНІКИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЇЇ РОЗВИТКУ В УКРАЇНІ

Дідковський В.С.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37

Акустика (від греч. akustikos - слуховий), у вузькому сенсі слова - вчення про звук, тобто про пружні коливання і хвилі в газах, рідинах і твердих тілах, чутних людським вухом (частоти таких коливань знаходяться в діапазоні 16 Гц-20 кГц); у широкому сенсі - область фізики, що досліджує пружні коливання і хвилі від найнижчих частот (умовно від 0 Гц) до гранично високих частот $10^{12} \div 10^{13}$ Гц, їх взаємодії з речовиною і застосування цих коливань (хвиль).

Акустика - одна з найстародавніших областей знання, що зародилася з потреби дати пояснення явищам слуху і мови і особливо музичним звукам і інструментам. Ще старогрецький математик і філософ Піфагор (6 ст. до н. е.) виявив зв'язок між висотою тону і довжиною струни або труби; Аристотель (4 ст. до н. е.) розумів, що тіло, яке звучить, викликає стиснення і розрідження повітря, і пояснював луну віддзеркаленням звуку від перешкод.

Період середньовіччя мало що дав розвитку акустики, її прогрес стає помітним, починаючи з епохи Відродження. Італійський вчений Леонардо да Вінчі (15-16 ст.) досліджував віддзеркалення звуку, сформулював принцип незалежності розповсюдження звукових хвиль від різних джерел.

Історію розвитку акустики як фізичної науки, можна розбити на три періоди. Перший період - від початку 17 ст. до початку 18 ст. - характеризується дослідженнями системи музичних тонів, їх джерел (струни, труби), швидкості розповсюдження звуку. Г.Галілей виявив, що тіло, яке звучить, здійснює коливання і що висота звуку залежить від частоти цих коливань, а інтенсивність звуку - від їх амплітуди. Французький вчений М.Мерсенн, слідуючи Г. Галілею, вже міг визначати число коливань струни; він вперше виміряв швидкість звуку в повітрі. Р.Гук (Англія) встановлює на досвіді пропорційність між деформацією тіла і пов'язаною з нею напругою - основний закон теорії пружності і акустики, а Х.Гюйгенс (Голландія) - важливий принцип хвильового руху, названий його ім'ям.

Другий період охоплює два століття - від створення основ механіки Ісаак Ньютон (кінець 17 ст.) і до початку 20 ст. У цей період акустика розвивається як розділ механіки. Створюється загальна теорія механічних коливань, випромінювання і розповсюдження звукових (пружних) хвиль в середовищі, розробляються методи вимірювання характеристик звуку (звукового тиску в середовищі, імпульсу, енергії і потоку енергії звукових хвиль, швидкості розповсюдження звуку). Діапазон звукових хвиль розширюється і охоплює як область інфразвуку (до 16 Гц), так і ультразвуку (понад 20 кГц). З'ясовується фізична суть тембру звуку (його "забарвлення").

З робіт І.Ньютона починається розквіт класичної фізики. Механіка, гідродинаміка і теорія пружності, теорія хвиль, акустика і оптика розвиваються в тісному зв'язку одна з одною. Члени Петербурзької Академії наук Л.Ейлер і Д.Бернуллі і французькі учені Ж.Д'Аламбер і Ж.Лагранж розробляють теорію коливань струн, стрижнів і пластинок, пояснюють походження обертонів. Німецький учений Е.Хладні (кінець 18 - початок 19 ст.) експериментально досліджує форми звукових коливань, що здійснюються різними випромінюючими тілами - мембранами, пластинами, дзвонами. Т.Юнг (Англія) і О.Френель (Франція) розвивають уявлення Х.Гюйгенса про розповсюдження хвиль, створюють теорію інтерференції і дифракції хвиль. Х.Допплер (Австрія) встановлює закон зміни частоти хвилі при русі джерела звуку щодо спостерігача. Величезне значення не тільки для акустики, але і для фізики в цілому мало створення методів розкладання складного коливального процесу на прості складові - аналізу коливань - і синтезу складних коливань з

простих. Математичний метод розкладання процесів, що періодично повторюються, на прості гармонійні складові був знайдений французьким ученим Ж.Фур'є. Експериментально аналіз звуку - розкладання його в спектр гармонійних коливань за допомогою набору резонаторів - і синтез складного звуку з простих складових здійснив німецький учений М.Гельмгольц. Підбором камертонів з резонаторами М. Гельмгольцу вдалося штучно відтворити різні голосні. Він досліджував склад музичних звуків, пояснив тембр звуку характерним для нього набором додаткових тонів (гармонік). На основі своєї теорії резонаторів М. Гельмгольц дав першу фізичну теорію вуха як слухового апарату. Його дослідження заклали основу фізіологічної акустики і музичної акустики. Весь цей етап розвитку акустики підсумований англійським фізиком лордом Релеєм (Дж. Стрет) в його класичній праці "Теорія звуку".

На рубежі 19 і 20 ст. важливі роботи по акустиці були виконані російським фізиком Н.А.Умовим, який ввів поняття щільності потоку енергії для пружних хвиль. Американський учений У.Себін заклав основи архітектурної акустики. Російський фізик П.Н.Лебедев (разом з Н.П.Неклепаєвим) виділив з різкого звуку електричної іскри ультразвукові хвилі з частотами до декількох сотень кГц і досліджував їх поглинання в повітрі.

На початку 20 ст. інтерес до акустики слабшає, акустику вважають теоретично і експериментально завершеною областю науки, в якій залишилися невіршеними лише завдання частного характеру.

Третій, період в історії акустики, що починається в 20-х рр. 20 ст., зв'язаний, перш за все, з розвитком електроакустики і створенням радіотехніки і радіомовлення. Перед акустикою встав новий круг проблем - перетворення звукових сигналів в електромагнітні і назад, їх посилення і неспотворене відтворення. В той же час радіотехніка і електроакустика відкрили небачені раніше можливості розвитку акустики. Електроакустика з'явилася ще в останній чверті 19 ст. У 1876 р. був винайдений телефон (Белл, США), в 1877 - фонограф (Едісон, США). У 1901 р. був розроблений магнітний запис звуку, застосований потім в магнітофоні і звуковому кіно. На початку 20 ст. електромеханічні перетворювачі звуку були застосовані в гучномовцях, а в 20-х рр. стали основою всієї сучасної акустичної апаратури.

Електронна лампа дала можливість посилення надзвичайно слабких акустичних сигналів, перетворених в електричні. Були розроблені методи радіоакустичних вимірювань, аналізу і відтворення звуку. Ці нові можливості революціонізували акустику, перетворивши її із завершеної області механіки, як вважалося, в самостійний розділ сучасної фізики і техніки.

Розвиток акустики в першій половині 20 ст. отримав могутній імпульс у зв'язку із потребами військової техніки. Завдання визначення положення і швидкості літака (звукова локація в повітрі), підводного човна (гідролокація), визначення місця, часу і характеру вибуху, глушення шумів літака - всі ці проблеми вимагали глибшого вивчення механізму виникнення і поглинання звуку, розповсюдження звукових (зокрема, ультразвукових) хвиль в складних умовах. Проблеми генерації звуку стали предметом обширних досліджень і у зв'язку з розвитком загальної теорії коливань, що охоплює воедино механічні, електричні і електромеханічні коливальні процеси. У 20-х і 30-х рр. багато робіт було присвячено теорії автоколивань - коливань системи, зв'язаної з постійним джерелом енергії, що підтримуються самостійно; великий внесок до розробки цієї теорії внесла радянська школа фізиків, що очолювалася Л.І.Мандельштамом і Н.Д.Папалексі. Особливий інтерес викликало питання про розповсюдження звукових хвиль великої інтенсивності (наприклад, вибухових хвиль); роботи російських фізиків А.А.Ейхенвальда і Н.Н.Андреева в цій області внесли значний внесок до нелінійної акустики, предметом дослідження якої є потужні звукові поля. М.Лайтхілл (Англія, 1952) дав загальну теорію аеродинамічної генерації звуку, що вивчає виникнення звуку в рухомому середовищі за рахунок нестійкості потоку газу. Н.Н.Андреев і І.Г.Русаків (1934), Д.І.Блохінцев (1947) розробили основи акустики рухомих середовищ.

Перші успіхи в гідроакустиці були досягнуті французьким фізиком П.Ланжевенном (1916), що застосував ультразвукові хвилі для вимірювання глибини морів і виявлення підводних човнів. Явище наддалекого розповсюдження звуку вибуху в морі в підводних звукових каналах було відкрите незалежно американськими ученими (М.Івінгом и Д.Ворцелем, 1944) і радянськими ученими (Л.М.Бреховських, Л.Д.Розенбергом, 1946). Проблемам звукопоглинання і звукорозсіювання, які отримали особливу актуальність у зв'язку з розвитком архітектурної і будівельної акустики, були присвячені дослідження С.Н.Ржевкіна, Г.Д.Малюжінца і В.У.Фурдуєва. Велика увага була приділена вивченню акустичних шумів і методам їх усунення.

Вивчення впливу структури середовища на розповсюдження звуку у свою чергу створило можливість застосування звукових хвиль для зондування середовища, зокрема атмосфери; це привело до розвитку атмосферної акустики.

У останні десятиліття надзвичайно велике значення отримали дослідження ультразвуку, особливо високих частот і великої інтенсивності, який став засобом вивчення структури і властивостей речовини. Ще в 20-х рр. радянський учений С.Я.Соколов застосував ультразвук для дефектоскопії металів. У Німеччині Х.О.Кнезер (1933) виявив явище сильного поглинання і дисперсії ультразвуку в багатоатомних газах. Пізніше дисперсія і аномальне поглинання ультразвуку були виявлені також і в рідинах. Загальна теорія цих явищ, т.з. релаксаційна теорія, була дана Л.І.Мандельштамом і М.А.Леонтовичем (1937). Ультразвукові коливання високої частоти викликають також перебудову структури рідин, дисоціацію молекул і багато інших ефектів. На стику акустики і оптики Мандельштам (1918, 1926) і Л.Бріллоен (Франція, 1922) створили теорію розсіювання світла на ультразвукових хвилях в рідинах і твердих тілах. Це явище виявилось важливим для вивчення молекулярної структури речовини.

Круг питань, пов'язаних з впливом молекулярної структури речовини на розповсюдження ультразвуку, називають молекулярною акустикою, яка вивчає поглинання і дисперсію ультразвуку, в багатоатомних газах, рідинах і твердих тілах. Ультразвук виявився не тільки засобом дослідження, але і могутнім знаряддям дії на речовину.

Важливе значення отримали дослідження гіперзвуку (частоти 1 ГГц і вище). Інтенсивно досліджуються взаємодії гіперзвукових хвиль з електронами в металах і напівпровідниках.

Глибокі перетворення відбулися і в старих розділах акустики. В середині 20 ст. починається швидкий розвиток психофізіологічної акустики, викликаний необхідністю розробки методів неспотвореної передачі і відтворення безлічі звукових сигналів, - мови і музики - по обмеженому числу каналів зв'язку. Ці питання акустики входять в круг проблем загальної теорії інформації і зв'язку. Досліджувалися механізми утворення різних звуків мови, характер їх звукового спектру, основні показники якості мови, що сприймається на слух. Створені прилади, що дають видимі зображення різних звуків. Розробляються методи кодування мови (стислої передачі її основних елементів) і її розшифровки (синтезу), розвернулися дослідження механізмів слухового сприйняття, відчуття гучності, визначення напрямку приходу звуку (започаткував дослідження угорський учений Д.Бекеші). У цій області акустика зімкнулася з фізіологією органів чуття і біофізикою.

Про розвиток акустики на Україні. Серед організацій, що внесли суттєвий вклад в розвиток Української науки та техніки в галузі акустики необхідно виділити установи Національної Академії наук – Інститут механіки ім. С.П.Тимошенка, Інститут гідромеханіки, Інститут електрозварювання ім. Є.О.Патона, Інститут проблем міцності ім. Г.С.Писаренка, Інститут прикладних проблем механіки і математики ім. Л.С.Подстригача, Морський гідрофізичний інститут, Інститут проблем матеріалознавства ім. І.М.Францевича, Науково-технічний центр панорамних акустичних систем, а також Київський державний науково-дослідний інститут гідроприладів, Конструкторське бюро “Шторм”, Об'єднання “Ультраконсервіс”, Науково-виробничі фірми “Вабос”, “Аврора”, кафедра акустики та акустоелектроніки Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут” та ін. Детальне викладення науково-технічних дося-

гнень вказаних організацій та інших, що працюють в галузі акустики, потребує окремого огляду і виходить за рамки цієї роботи.

При цьому, необхідно зазначити, що початок професійної підготовки акустиків та науково-методичних робіт в цьому напрямку на Україні слід віднести до 1936 року, коли на базі київського інституту кіноінженерів (КІКІ) була заснована кафедра акустики (сучасна назва – кафедра акустики та акустoeлектроніки). Засновником кафедри був видатний вчений, професор Л.Д.Розенберг, який очолював її 1936-1938 роках. Його послідовником став доктор технічних наук, професор М.І.Карновський (1939-1981рр.). З 1981 по 1987 роки завідувачем кафедри був доктор фізико-математичних наук І.М.Гранкін. З 1987 року кафедру акустики та акустoeлектроніки очолює доктор технічних наук, професор В.С.Дідковський.

Спочатку основними напрямками підготовки спеціалістів були електроакустика, звукотехніка, акустика приміщень і спеціальних залів.

Найбільш важливі наукові досягнення були опубліковані у відомих монографіях Л.Д.Розенберга – “Звуковые фокусирующие системы” (1949 р.) та А.А.Харкевича – “Теория преобразователей” (1948 р.), “Нестационарные волновые явления” (1950 р.), “Спектры и анализ” (1952 р.), “Автоколебания” (1954 р.).

В 1954 році кафедра разом з частиною КІКІ увійшла до складу Київського політехнічного інституту і почався другий етап її розвитку. Основна увага колективу кафедри була зосереджена на підготовці інженерів і наукових кадрів у галузі гідроакустики, т.я. в жовтні 1956 році в Києві був створений науково-дослідний гідроакустичний інститут (НДІ – 753, пізніше КД НДІ ГП), який став однією з головних організацій в Радянському Союзі і на Україні в галузі розробки гідроакустичної техніки.

На другому етапі було досягнуто вагомих результатів в галузі статистичної акустики, просторово-часової обробки інформації, дослідження методів гідролокації та шумопеленгування в стандартному частотному діапазоні, дослідження гідроакустичних полів випромінювачів із змішаними граничними умовами та ін. В 1969 році на базі кафедри акустики та звукотехніки (подальша її назва) та кафедри радіоприймальних пристроїв була створена проблемна лабораторія гідроакустики, яку 1975 року було перетворено на КБ “Шторм”. За вагомі результати в галузі акустики та гідроакустики отримали Державні премії СРСР та України ряд вихованців кафедри: О.М. Алещенко, К.О.Барицький, Ю.Ві.Бурау, М.Г.Клименюк, Б.С.Мороз, В.П.Овсяник та ін. Були захищені докторські дисертації – О.М. Алещенко, І.В.Вовк, Н.Г.Гаткін, І.І.Горбань, О.Л.Калужний, Л.Г.Красний, О.Г.Лейко, Б.С.Мороз, В.П.Овсяник та ін.

Видавнича діяльність на цьому етапі відзначена появою навчально-методичних розробок: “Помехоустойчивость типового тракта обнаружения сигналов” (Н.Г.Гаткін, В.О.Геранін, М.І.Карновський, 1971 р.), “Проектирование акустических антенн и преобразователей” (В.С.Гордієнко, М.І.Карновський, В.П.Пугач, 1975 р.), а також монографій “Гармонические колебания и волны в упругих телах” (В.Т.Грінченко, В.В.Мелешко, 1980 р.), “Дифракция поверхностных акустических волн на периодических структурах” (І.М.Гранкін, 1982 р.).

Коли Україна стала незалежною державою почався третій етап розвитку акустики, пов’язаний з інтересами молоді суверенної країни. Традиційне гідроакустичне спрямування не потребувало таких широких масштабів, і тому, почали розвиватися нові напрямки прикладної та психофізіологічної акустики.

На третьому етапі з’явилися нові підручники та навчальні посібники з грифом Міністерства освіти і науки України: “Шуми і вібрація” (В.С.Дідковський, П.О.Маркелов, 1996р.), “Теоретичні основи акустики” (В.Т.Грінченко, В.С.Дідковський, В.Т.Маципура, 1998 р.), “П’єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів” (В.С.Дідковський, С.А.Найда, 2000 р.), Основи архітектурної та фізіологічної акустики” (В.С.Дідковський, С.А.Луньова, 2001 р.), “Основи акустичної екології” (В.С.Дідковський, В.Я.Акименко, О.І.Запорожець, В.Г.Савін, В.І.Токарев, 2002 р.), “Електроакустичні п’єзокерамічні перетворювачі” (В.С.Дідковський, О.Г.Лейко, В.Г.Савін, 2006 р.) та ін.

Більш детальний огляд розвитку акустики на Україні потребує окремого видання.

Таким чином, сучасна акустика за своїм змістом і значенню далеко переступила ті межі, в яких вона розвивалася до та в 20 ст.

В подальшому стисло розглянемо стан та перспективи розвитку акустичної техніки стосовно трьох середовищ (рідина, газ, тверде тіло) розповсюдження хвиль.

Стан та перспективи розвитку гідроакустики. Сучасна акустика займає важливе місце в житті людини і ступінь її розвитку визначає ту досконалість, яку досягає людина в тому штучному середовищі, яке вона створила навколо себе. Тому визначення можливих перспектив і напрямів розвитку акустичної науки і техніки завжди викликає значний інтерес, особливо в гідросфері, де в силу фізичних особливостей поширення акустичних хвиль, гідроакустичні системи дозволяють вирішувати весь комплекс задач, які в атмосфері вирішуються за допомогою оптичних оптико-електронних, радіолокаційних, акустичних та інших засобів.

Розглянемо роздільно ті основні завдання, які необхідно вирішувати акустиці в гідросфері і можливі шляхи їх практичної реалізації, особливо в інтересах оборони держави. Для гідросфери:

- 1) висвітлення підводної обстановки;
- 2) гідроакустичне забезпечення навігації;
- 3) пошук об'єктів на морському дні.

Сучасний стан розвитку акустичної техніки дозволяє створити в нижньому (водному) напівпросторі такий же інформаційний стан, який існує завдяки радіотехнічним засобам у верхньому (повітряному) напівпросторі, маючи при цьому можливість втручатись навіть на чужу територію.

Особливо важливим це становиться у зв'язку зі збільшенням вірогідності появи кризових ситуацій або з терористичних загроз.

На наш погляд, для України як морської держави в перспективі важливе значення набуває створення комплексної системи висвітлення підводної обстановки в Чорноморсько-азовській акваторії. Ця система може бути створена на базі сучасних типів гідроакустичних засобів – стаціонарних якірних радіогідроакустичних станцій (автономних або кабельних), корабельних гідроакустичних станцій та авіаційних (гелікоптерних та літакових) радіогідроакустичних засобів. Інформація, яка отримується ними, повинна передаватись в державний інформаційний центр для обробки сумісно з інформацією від радіолокаційних станцій. На сьогоднішній день в Україні існує широкий спектр вітчизняних розробок всіх наведених вище типів гідроакустичних засобів, на базі яких може вже сьогодні бути створена така інформаційна система. В той же час, виконані в останні роки дослідження і одержані результати дозволяють виконати або суттєву модернізацію цих засобів, або створення нових сучасних гідроакустичних станцій, які по своїй ефективності будуть значно краще існуючих по дальності дії (в 3÷7 разів), габаритах і масі (до 10 разів) та енергонаправленню (в 3÷5 разів). Теоретичною основою цих посувань є використання векторно-фазових методів обробки акустичної інформації, які дозволяють сумісно використати існуючі в гідросфері як скалярні (звуковий тиск), так і векторні дані звукового поля. Необхідний арсенал гідроакустичних перетворювачів акустичного тиску та коливальної швидкості Україна має в достатньому обсязі. Векторно-фазові методи знайдуть широке застосування в стаціонарних гідроакустичних станціях та авіаційних радіогідроакустичних буях. В корабельних та гелікоптерних гідроакустичних станціях суттєве збільшення ефективності може бути досягнуто завдяки використанню або конструктивно-сумісних прийомо-випромінюючих антен з розділеними функціями прийому і випромінювання сигналів або помірно наднаправлених акустичних малогабаритних антен з обробкою інформації від всіх антенних каналів за спеціальними фізичними алгоритмами. Цьому сприяє також кардинальна зміна морської стратегії військово-морських сил більшості держав світу, згідно з якою широкомасштабні операції у відкритих морях змінюються на операції біля узбережжя вірогідних противників в окремих регіонах, де складаються кризові ситуації.

На сучасному етапі розвитку морського приладобудування, задача навігації об'єктів, в т.ч. і в трьохмірному морському просторі, в загальному випадку вирішується за допомогою сукупності засобів, об'єднаних в структуру навігаційного комплексу судна або корабля. Важливе місце серед них займають гідроакустичні засоби - лаги, ехолоти, гідролокатори ближньої дії з секторним, круговим або боковим оглядом простору. На наш погляд, завдання по цьому напрямку акустичної техніки, полягає в тому, щоб не тільки вдосконалювати ці засоби, а й досягати по масі і габаритам існуючої в світі конкурентоспроможності.

Об'єкти, які треба шукати на морському дні, можливо умовно поділити на дві групи – з великим розміром і малим розміром. Крім того, певну актуальність придбав пошук на морському дні поховань боєприпасів, контейнерів з отруйним зіллям, смітників і т.п. провідну роль у здійсненні пошуку об'єктів на морському дні мають гідроакустичні засоби. Проблема розшуку об'єктів на морському дні тісно пов'язана з гідрографічним обстеженням дна – з визначенням його рельєфу і типу ґрунту. Різновидом задачі пошуку об'єктів на морському дні можливо рахувати також контроль положення та стан підводних гідротехнічних споруд, трубопроводів і кабельних ліній, який забезпечується тими ж гідроакустичними засобами. При цьому гідроакустичні системи пошуку об'єктів на дні моря, повинні відповідати певним вимогам:

1. Висока продуктивність пошуку, що накладає відповідні вимоги до способу огляду простору і дальності дії гідролокатора;

2. Висока просторова властивість розділяти об'єкти при огляді дна.

3. Можливість одержання гідролокаційного зображення шуканого об'єкту, яке повинно характеризувати його форму і розміри в інтересах класифікації знайдених об'єктів.

Цим вимогам відповідає метод бокового огляду. Його реалізація можлива з використанням гідроакустичних антен, характеристики направленості яких мають вузьку направленість в горизонтальній площині і широкий розкрит в вертикальній площині. Майбутнє цих гідроакустичних засобів пов'язане зі створенням антен синтезованою апертурою і динамічним фокусуванням.

Саме такий базовий підхід демонструє перший виданий в Україні та інші книги з теоретичної акустики, які на сучасному рівні знань представляють фундаментальні положення і фізичну суть хвильових ефектів, що мають місце при коливанні механічних систем і поширенні механічних хвиль у газах і рідинах.

Такий же базовий підхід щодо розв'язання сучасних проблем боротьби з шумом і вібрацією викладено у першому виданому в Україні підручнику з цієї області акустики. У цій книзі докладно представлені сучасні методи і засоби вимірювання параметрів шуму і вібрацій, віброакустичної діагностики машин і механізмів, різні аспекти проблеми впливу шуму і вібрації на організм людини, розроблені методи і технічні шляхи зниження шуму і вібрації машин, звукоізоляції і звукопоглинання, віброізоляції і вібропоглинання.

Акустика, біологія і медицина. Це перспективне поєднання бурхливо розвивається в останні роки. Автори даної роботи приділили значну увагу як розвитку існуючих, так і появи нових напрямків цього поєднання. В біології, санітарній та ветеринарній медицині — це акустичні технології управління поведінкою біологічних організмів - тварин, риб, птахів та комах, основою використання яких є те, що акустична сигналізація і орієнтація цих істот відіграє в їх життєдіяльності дуже важливу роль. З її допомогою забезпечується зустріч представників протилежної статі, підтримується репродуктивна ізоляція у близьких видів, регулюються внутрішньо популяційні та внутрішньо сімейні відносини, здійснюється захист від ворогів та виявлення здобичі. Тому знання принципів організації акустичних систем зв'язку цих живих істот дозволяє людині впливати на процес передачі звукових сигналів, управляючи їх поведінкою з допомогою відповідних акустичних технологій.

В санітарній і ветеринарній медицині значне поширення знаходить застосування ультразвукової кавітації для очистки і стерилізації медичних інструментів без втру-

чання людини. Це унеможливило зараження СНІДом медичного персоналу лікарень. Акустичні технології застосовуються при очистці рідин, зокрема питної води.

Ультразвук та його використання.

В теперішній час дослідження особливостей розповсюдження акустичних хвиль ультразвукового частотного діапазону в твердих тілах мотивуються не стільки чисто науковими інтересами, скільки практичними потребами. Останнє пояснюється тим, що ультразвукові хвилі являються ефективним інструментом для рішення широкого переліку технічних і наукових задач. Можна виділити наступні напрями практичного застосування ультразвукових хвиль в твердих тілах:

- неруйнівний контроль і технічна діагностика матеріалів і елементів конструкцій;
- первинні перетворювачі інформації (датчики) в системах електричного вимірювання неелектричних величин;
- ультразвукові технології дослідження фізико-механічних і структурних параметрів твердих тіл;
- обробка і перетворення електричних сигналів в діапазоні частот до 10 ГГц (GSM формат), тобто акустоелектроніка;
- обробка і комутація оптичного випромінювання – акустооптика.

Одним із перспективних напрямів неруйнівного контролю і технічної діагностики матеріалів і елементів конструкцій є неперервний моніторинг шумів акустичної емісії, які генеруються механічними і термічними напруженнями в об'ємі металу. Достатньо часто поверхня контролюємого об'єкту може бути розігрітою до 200°C. В цю категорію об'єктів технічної діагностики потрапляють оболонки ядерних і хімічних реакторів, стінки судів високого тиску та інші конструкції. В умовах підвищеної температури використання п'єзоелектричних перетворювачів стає практично неможливим і належним чином виникає питання про можливість використання безконтактних перетворювачів для реєстрації (прийому) ультразвукових хвиль.

В ультразвуковому неруйнівному контролі найбільш проблемними являються питання підвищення чутливості електроакустичних перетворювачів в режимі реєстрації (прийому) і їх ефективності в режимі збудження пружних хвиль в металі. Не менш важливою проблемою є забезпечення достовірності результатів дефектологічних досліджень, тобто надійне виділення і селекція хибних сигналів, які формуються не структурними дефектами діагностуючих об'єктів, а обумовлені специфічними особливостями процесів, які розвиваються при збудженні, розповсюдженні і реєстрації ультразвукових хвиль в твердих тілах.

Підвищення надійності і достовірності ультразвукової діагностики елементів будівельних конструкцій (палі, опори, плити перекриття і т.п.) крім перелічених вище проблем, передбачає позитивне вирішення принципових питань теорії розповсюдження ультразвукових хвиль в гетерогенному середовищі (бетоні) з періодичною макроструктурою (арматура).

Ультразвукові хвилі в стрижнях (в основному, поздовжні і крутильні) використовуються в якості інформаційних сигналів в первинних перетворювачах або датчиках систем електричного вимірювання неелектричних величин.

Найбільш просто і ефективно вони використовуються в датчиках механічних величин – лінійних і кутових переміщень, швидкостей і прискорення, сил (тиску) і моментів сил, крутячих і вигинаючих моментів. Ці датчики є джерелами інформації для обробляючих центрів автоматизованих систем контролю і управління об'єктами і технологічними процесами, систем збору і перетворення інформації.

При розробці первинних перетворювачів (датчиків) в системах електричного вимірювання неелектричних величин цілком природним чином виникає питання про точність первинного перетворення вимірювальної величини і про можливість мінімізації систематичних похибок датчиків. Дослідження в цьому напрямі привели до розуміння того, що швидкість розповсюдження імпульсного (полігармонічного) сигналу залежить від його спектрального складу і від пройденої сигналом відстані. Цю швидкість, неможливо ото-

тожнювати ні з груповою, ні, тим більш, з фазовою швидкістю нормальної хвилі. Фактично формується нове поняття – швидкість розповсюдження хвильового пакету або ультразвукового імпульсу. Кількісні оцінки швидкості розповсюдження імпульсного сигналу припускають наявність адекватних реальним об'єктам математичних моделей ультразвукових перетворювачів.

Третя по частоті практичного застосування ультразвукових хвиль область – це експериментальне дослідження матеріальних констант і структурних параметрів металів. Саме з спробою експериментального визначення середньостатичних розмірів зерен металу пов'язана одна з перших, датированих 1939 роком, згадка про електромагнітний засіб збудження ультразвукових хвиль в металах.

В процесі обробки результатів експериментальних досліджень матеріальних констант і структурних параметрів металів необхідно виділити і виключити ефекти, які вносять вимірювальні прилади. Фактично це передбачає повний теоретичний опис експерименту. Щодо ультразвукових досліджень параметрів і характеристик металів, ліквідація артефактів, які вносяться в результаті експериментального дослідження вимірювальними приладами, можлива лише за умови повного, математичного моделювання процесів, які мають місце при збудженні і прийомі ультразвукових хвиль.

Перераховані вище проблеми, позитивне вирішення яких має важливе практичне значення, можуть бути успішно вирішені тільки лише при умові існування достатньо розвинутої теорії ультразвукових перетворювачів контактного і електромагнітного типу. Ця теорія повинна опиратися на фундаментальні положення механіки деформованого твердого тіла і класичної електродинаміки і повинна містити принципи і методи математичного опису контактного і електромагнітного способу збудження і прийому (реєстрації) ультразвукових хвиль в стрижнях і пластинах із металів феромагнітної і неферомагнітної групи.

Акустoeлектронні пристрої лінійної обробки і перетворення електричних сигналів дозволяють виконувати операції фільтрації, частотної і фазової модуляції, розвітвлення і додавання, кодування і декодування, спектрів. Пристрої нелінійної обробки дозволяють визначити згортку і функцію кореляції двох сигналів. Доречно підкреслити, що все це відбувається в реальному масштабі часу в гігогерцовому частотному діапазоні, тобто там, де електронні схеми на дискретних компонентах просто не працюють. До появи в 1965 р. перших зразків приладів акустoeлектроніки (був запатентований так званий зустрічно-штиревий перетворювач) всі перераховані вище операції виконувались з використанням електромагнітних хвильоводів. Так виникали конструкції в сотні кілограмів ваги і кубометрових об'ємів. Пристрої акустoeлектроніки, які працюють в гігагерцовому частотному діапазоні, мають об'єм в одиниці кубічних міліметрів і вагу в частках грамів. Про масштаби виробництва пристроїв акустoeлектроніки можна робити висновки виходячи з того, що мобільні телефони (сотні мільйонів одиниць) містять от двох до восьми полосових фільтрів на поверхневих акустичних хвиль.

Перспективи подальшого розвитку акустoeлектроніки пов'язані з рішенням технологічних проблем (перехід на іонну літографію, підвищення частоти поверхні монокристалів вище 14-15 класу і т.д.) і з розвитком теорії ультразвукових перетворювачів електромагнітного типу, які знаходяться в механічному контакті з поверхнею п'єзоелектричного монокристала. Сучасний стан теорії перетворювачів поверхневих акустичних хвиль, основою яких є метод точкових джерел, явно не відповідає змісту питань, які виникають при розробці нових (особливо багатотиражних) пристроїв акустoeлектроніки.

Акустoeлектроніка — гранична область між фізикою та технікою, в якій вивчається ефект взаємодії електромагнітного поля оптичної частоти з ультразвуковими хвилями і розробляються принципи технічного використання результатів цієї взаємодії. В основі принципу дії різних пристроїв акустooптики лежить ефект фотопружності, який має місце в змінні коефіцієнту приломлення у оптично прозорого матеріалу при його механічній деформації. Деформації створюються ультразвуковими хвилями. На цій основі уже ство-

рені дефлектори, модулятори та фільтри оптичного випромінювання. Крім того створені акустооптичні процесори, які виконують лінійну та нелінійну обробку оптичних потоків.

Таким чином, можливо зробити висновок, що наступні перспективи практичного використання ультразвукових хвиль в твердих тілах визначатимуться рівнем вирішення проблем технічного та наукового планів. Одним з найголовніших складових наукового забезпечення прогресу практичного використання ультразвукових хвиль в твердих тілах являється розробка прикладної теорії електроакустичних перетворювачів контактного та безконтактного (електромагнітного) типу.

Таким чином, напрями розвитку акустичної техніки будуть залежати в майбутньому як в вирішенні схемотехнічних проблем, так і в створенні нових математичних моделей, що враховуватимуть не тільки особливості розповсюдження і поглинання акустичних хвиль в трьох середовищах, а і взаємодію середовищ з джерелами створення цих хвиль.

Секция № 1
**РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ОДНО- И МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ
НАБЛЮДЕНИЯ, РАСПОЗНАВАНИЯ, ОПОЗНАВАНИЯ И
СОПРОВОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ. ШУМОВАЯ И ПАССИВНАЯ
РАДИОЛОКАЦИЯ**

СОВРЕМЕННЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

КП «НПК «ИСКРА»

Кононович В. Я., Лаврентьев В.Н., Май И. Д., Томачинский Н.Т.
Казенное предприятие «Научно-производственный Комплекс «Искра»»
ул. Магистральная, 84, г. Запорожье, 69071, Украина
тел. (061) 721-32-19; e-mail: iskra@salus.zp.ua

In this report are analyzed scientific, technical and algorithmic decisions thanks to which modern three-coordinated long range radar systems have been created and prospective three-coordinated long range radar systems are being developed, which, as regards main parameters, are not inferior and, as regards some characteristics determining real battlefield effectiveness, are superior to most of modern radar systems of this class. Viewed here are realized at the present moment variants of updatings aimed at the increase of instrumental range, clutter immunity, self-descriptiveness and operational reliability of the radar systems developed before. High tactico-technical characteristics of the radar systems developed and produced at the State Enterprise “Scientific-manufacturing Complex “Iskra” are proved by the results of scaled-down simulation with the use of the bank of registered signals and clutter, by the results of testings as well as by operational experience and real battlefield use in foreign countries.

Радиолокационные станции кругового обзора 19Ж6 и 35Д6 были разработаны в 80-х годах и стоят на вооружении радиотехнических войск во всех странах – бывших республиках Советского Союза и в экспортном исполнении. РЛС 19Ж6Э и 36Д6 поставлялись за рубеж.

Опыт эксплуатации поставил ряд новых задач, которые решаются в настоящее время:

- увеличение индикаторной дальности;
- введение новых рабочих мест на основе цветных мониторов;
- улучшение защищенности от пассивных помех;
- введение в РЛС вторичной обработки информации;
- перевод аппаратуры на новую элементную базу;
- переход на транспортную базу отечественного производства;
- перевод на питание 50 Гц, создание новой электростанции;
- сопряжение с комплексом С300, в качестве источника целеуказаний;
- сопряжение с современными АСУ.

Вместе с тем само построение этих РЛС не позволяет на должном уровне решить следующих задач:

- обеспечить защищенность от пассивных помех при увеличении индикаторной дальности;
- обеспечить высокую точность определения третьей координаты (ϵ или λ) на больших (> 100 км) дальностях.

Эти задачи решены в РЛС больших и средних высот 79К6.

Благодаря цифровой антенной решетке, оригинальной системе обработки, применению мощного клистрона и частого запуска с раскрытием неоднозначности по дальности была создана РЛС с дальностью действия 400 км, обладающая такими же характеристиками обнаружения маловысотных целей, как специализированные РЛС ОНЛЦ (35Д6). Точность определения высоты близка к точности специализированных радиовысотометров.

РЛС 79К6 испытана и выпускается серийно.

КП НПК «Искра» завершает разработку трехкоординатной РЛС метрового диапазона волн. Мобильная 2-х координатная РЛС МР-1 метрового диапазона волн предназначена для дальнего обнаружения воздушных объектов, измерения их координат (азимута, дальности, эшелона высоты) и определения государственной принадлежности обнаруженных целей (с помощью дополнительно подключаемого запросчика). Для измерения высоты воздушных объектов предусмотрено сопряжение РЛС с высотометрами типа ПРВ-

13, ПРВ-16, ПРВ-17. Обработка поступающей информации от сопрягаемого высотомера и управление его режимами работы осуществляется в РЛС МР-1.

РЛС может работать автономно или в составе национальных автоматизированных систем управления (АСУ).

- в составе радиотехнических войск противовоздушной обороны (ПВО) для контроля воздушного пространства, как дежурное средство;

- в составе зенитно-ракетных войск для обеспечения информацией дежурных огневых средств;

- в составе радиотехнических подразделений военно-воздушных сил для обеспечения боевой подготовки авиации.

Высокую мобильность РЛС МР-1 (10 минут сворачивания-развертывания) позволяет эффективно использовать ее в составе Сухопутных войск для целеуказания, а также для наращивания и восстановления радиолокационного поля группировки в ходе ведения боевых действий.

Для опознавания воздушных объектов, оборудованных ответчиком системы МК10 (МК12), в НПК «Искра» создан подвижный автономный наземный запросчик ТРАССА. Благодаря наличию в составе РЛС ТРАССА традиционного канала опознавания системы ПАРОЛЬ эта РЛС представляет собой комплексированный запросчик, который может работать совместно с РЛС кругового обзора или автономно выдавать информацию (в том числе трассовую) на АСУ.

ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ СВЕРХДАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ И ДРУГИХ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РЛС КОРАБЕЛЬНОГО И БЕРЕГОВОГО БАЗИРОВАНИЯ

Гузь В.И., Липатов В.П., Андрусенко Н.И., Никитенко Ю.Г.

НИИ радиолокационных систем "Квант-Радиолокация"

03150 Киев, а/я №36, тел. + 38 044 2897621,

E-mail: kvant_rs@i-c.com.ua, факс + 38 044 2899646

This paper present problems of development of shipborne multifunction radioelectronic complex included in active, passive and sistem of mutual information inter-change and relative orientation which solve problem of observation, detection, recognition and escort of the objective.

Данный доклад является логическим продолжением работы, изложенной нами на МРФ 2005 [1]. Здесь более подробно рассмотрены проблемы и особенности построения больших комплексов и систем, их составляющие, определяющие (обеспечивающие) высокие технические характеристики, а также основные направления совершенствования, повышения эффективности разрабатываемых в институте РЛ систем, основные тенденции дальнейшего развития, достижения последних лет.

Корабельные радиоэлектронные комплексы обнаружения, наблюдения, распознавания и сопровождения объектов – наиболее наукоемкие и дорогостоящие в радиоэлектронном оборудовании корабля. Поэтому разработке данной радиоэлектронной техники уделяется большое внимание морских держав, в частности, этой проблеме нами уделено внимание на предыдущих форумах АН ПРЭ, в том числе приведены некоторые теоретические проработки и данные СВЧ элементной базы для совершенствования комплекса [1-3]. В институте ведутся работы по совершенствованию каждой из составляющих комплекса, а также их СВЧ и аналого-цифровые компоненты, программно-алгоритмическое обеспечение [4]. В результате удалось улучшить тактико-технические характеристики (ТТХ) комплекса, существенно снизив также его массо-габаритные характеристики (МГХ). В итоге создан новый модернизированный активно-пассивный комплекс, осуществляющий дальнейшее загоризонтное обнаружение излучающих РЛС, расположенных на надводных объектах, определение их координат, параметров обнаруженных РЛС и классификацию их носителей [5].

Активная радиолокационная станция (АРЛС) данного комплекса выполняет функции освещения надводной обстановки, автоматического обнаружения и сопровождения надводных целей, обеспечивает измерение координат и определение параметров движения объектов, их государственную принадлежность, выдачу данных сопрягаемым системам.

Однако в АРЛС, особенно при ее отдельном использовании, сложно решать вопросы помехозащищенности (ПМЗ) - помехоустойчивости и скрытности.

Более эффективно использование комбинированных активно-пассивных систем для обеспечения повышенной ПМЗ. Отличительной особенностью данного комплекса является высокая скрытность работы за счет преимущественного использования пассивной РЛС (ПРЛС).

Исследуемая ПРЛС предназначена для освещения дальней надводной обстановки, существенно (в несколько раз) превышающей дальность радиогоризонта, круговой обзор пространства с высокоточным пеленгованием излучающих объектов с помощью остро-направленной антенны, совмещенной с антенной АРЛС. Предусмотрена классификация радиоэлектронных средств (РЭС) и их носителя.

Известно, что в ПРЛС дальность до излучаемого объекта при, например, определении дальности угломерным (триангуляционным) методом зависит от базы и пеленгов на цель, измеренных из двух пунктов.

Очевидно, что для высоких точностей определения дальности, нужно увеличивать точность определения азимутов и величину базы, а на это требуется большое время ма-

невра корабля. Сложность решения данной проблемы возрастает в условиях дальнего тропосферного распространения радиоволн, когда сигнал значительно (-30 ... -90 дБ) ослабляется, а величина базы мала по сравнению с измеряемой дальностью в условиях работы одного корабля за относительно малое время. Кроме того, для компенсации перемещения источника излучения необходимо носителю ПРЛС делать прямой и обратный галсы с постоянной скоростью, что требует значительного времени и снижает эффективность работы ПРЛС.

Данная проблема, а также ряд других проблем, решаются более эффективно с помощью разрабатываемой нами системы взаимного обмена информацией и взаимного ориентирования (ВЗОИ-ВЗОР), при этом уменьшается среднеквадратическая ошибка (СКО) определения дальности ПРЛС в несколько раз.

СКО определения дальности и пеленга на цель в ПРЛС зависит также от курса и скорости движения источника и своего корабля, потенциала ($P_{пер} \cdot G_{ант}$) источника, времени наблюдения, условий распространения радиоволн и других факторов. Достигнутые ТТХ приведены ниже в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика	АРЛС	ПРЛС	ВЗОИ-ВЗОР
Диапазон частот	I	C - I	I
Зона обзора: по дальности, км по азимуту, град	до 250 360	до 450 360	- 360
Дальность обнаружения, км: при нормальной радиолокационной наблюдаемости (НРЛН); в условиях сверхрефракции для РЛС с $P_{пер} \cdot G_{ант} = (10^8 - 10^{10}) \text{ Вт}$	0,95 радио- горизонта до 250	> 200 до 450	- -
Зона обмена информацией по системе ВЗОИ при НРЛН (и в условиях волново- да), км	-	-	0,2-30 (60)
Количество (шт): – сопровождаемых объектов – взаимодействующих кораблей	до 30 -	до 50 -	до 200 ≤ 9
Цикл связи между кораблями, с Цикл связи с выбранным кораблем, с	- -	- -	≤ 5 ≤ 2
Режимы работы антенны	Круговое и секторное сканирование	Круговое и секторное сканиро- вание	Круговое сканирова- ние прием- ной антен- ной и всена- правленное излучение передающей антенны
Точность определения координат (СКО): – дальности, м – пеленга, град	50 0,25	(4-10)% D 0,4-0,8	40 0,3

Система ВЗОИ-ВЗОР повышает эффективность автономной работы АРЛС и ПРЛС, позволяет решать задачу выдачи данных потребителям во времени, близкому к реальному, благодаря объединению различных радиоэлектронных средств в единый многофункциональный радиоэлектронный комплекс (МРЭК). При этом требуется взаимодействие минимум двух корабельных МРЭК.

Система ВЗОИ-ВЗОР в составе МРЭК предназначена для автоматического обмена информацией и взаимного ориентирования кораблей группы, обеспечения централизованного сбора и обработки информации от АРЛС и ПРЛС о надводной (и воздушной) обстановке и организации обмена информацией при определении координат обнаруженных объектов несколькими ПРЛС, расположенных на различных кораблях группы.

Система ВЗОИ-ВЗОР осуществляет также оценку опасности обнаруженных РЛС, документирование и регистрацию данных по текущей обстановке автоматически и по выбору оператора.

МРЭК также может использовать выносные средства наблюдения (самолеты, вертолеты) и другую аппаратуру с данными, в том числе, о воздушной обстановке.

Благодаря использованию новейшей элементной базы СВЧ и аналого-цифровой техники [3,4], удалось улучшить ТТХ, существенно (в 3-4 раза) снизить МГХ РЭС (кроме антенн) и энергопотребление МРЭК.

Каждая из описанных станций может эксплуатироваться отдельно и в составе МРЭК.

Как показывают результаты моделирования и экспериментов, полученные результаты СКО определения координат подтверждают приведенные в таблице данные. Помимо рассмотренной АПРЛС, институт также разработал **трехкоординатную корабельную АРЛС освещения воздушной и надводной обстановки с фазированной антенной решеткой (ФАР)**. РЛС применяется для освещения воздушной и надводной обстановки, автоматического обнаружения и сопровождения воздушных, надводных и низколетящих целей и обеспечивает измерение координат и определение параметров движения целей, оценку степени опасности обнаруженных целей, выдачу данных ЦУ сопрягаемым системам, документирование результатов обработки информации по сопровождаемым целям.

Краткие ТТХ одной из модификаций трехкоординатной АРЛС приведены в табл. 2.

Таблица 2

Характеристика	Данные
Частотный диапазон	I
Антенна: – тип – сканирование по углу места – периоды вращения по азимуту, с – уровень бокового излучения, дБ – уровень фонового излучения, дБ	плоская ФАР частотно-фазовое 1,2,5,10 минус 30 минус 45
Зона обзора: – по азимуту, ° – по углу места, ° – по высоте, км – по дальности, км	0 ... 360 0 ... 85 до 30 1 ... 150
Дальность обнаружения (км): – цели с ЭПР = 1 м ² и высотой полета 1 км – ПКР с ЭПР = 0,1 м ² и высотой полета 15 м – надводных кораблей	110 15 0,9 дальности радиогоризонта
Время от обнаружения цели до выдача целеуказания, с	2 ... 5
Количество одновременно сопровождаемых целей	30 ... 100
Режимы работы	автоматический полуавтоматический

Совершенствование комплексов и систем ведется в направлении:

- сплошного перекрытия диапазона частот в ПРЛС;
- избавления от вакуумных приборов СВЧ, еще используемых в АРЛС, путем разработки активных ФАР;

- разработка твердотельных усилителей мощности различных диапазонов для передающих устройств разрабатываемых РЭС;
- использование специальных, в частности, шумоподобных сигналов для увеличения помехоустойчивости систем и снижения мощности передатчиков;
- обнаружение низколетящих целей в условиях действия интенсивных внутренних и внешних помех.

Важное достижение последних лет - разработка **мобильной полностью твердотельной когерентно-импульсной двухкоординатной АРЛС** с массой до 300 кг, питанием от сети 220 В, 50 Гц, с потребляемой мощностью до 500 Вт. АРЛС может устанавливаться на надводных кораблях, на берегу, на любых транспортных средствах (автомобилях, БТР, БМП и др.).

Основное назначение АРЛС:

- наблюдение за воздушным и надводным пространством в зоне расположения особо важных объектов, в частности, контроль экономических и таможенных зон с целью предотвращения контрабандных и террористических действий.

Основные технические характеристики мобильной АРЛС приведены в табл. 3.

Таблица 3

Характеристики	Данные
Частота	I диапазон
Полоса рабочих частот	150 МГц
Зона действия: – по дальности, км – по азимуту, ° – шкалы дальности, км	до 96 360 12, 24, 48, 96
Разрешающая способность: – по дальности, м – по азимуту, °	50 ... 60 1 ... 1,5
Максимальная дальность обнаружения: – малоразмерных воздушных целей, км – надводных целей	8 ... 20 дальность радиогоризонта
Точность: – по дальности, м – по азимуту, мрад	20 ... 40 4 ... 6
Количество сопровождаемых целей	до 50
Коэффициент шума приемника, дБ	≤3
Пиковая излучаемая мощность, Вт	8 ... 80 (ступенчатая регулировка)
Длительность зондирующего сигнала, мкс	4, 16, 32, 64
Ширина спектра сигнала, МГц	5
Коэффициент усиления антенны, дБ	32
Ширина луча антенны: – по азимуту, ° – по углу места, °	0,8 ... 1,2 10 ... 11
Поляризация	горизонтальная
Скорость вращения антенны, об/мин	6, 10, 20
Стабилизация антенны: – по бортовой качке, ° – по килевой качке, °	до 20 до 12
Регистрация траекторий	до 50
Интерфейсы	RS-422, Ethernet, CAN 2.0
Время готовности, мин	до 2

В указанных системах используются совершенные методы формирования и обработки сигналов (ЧМ, ЛЧМ, ФКМ), предусмотрена работа с когерентным накоплением импульсов на основе (128-1024) точечных устройств быстрого преобразования Фурье (БПФ). Защита от пассивных помех и помех от морской поверхности обеспечивается устройством селекции движущихся целей (СДЦ) с адаптивно-перестраиваемыми зонами режекции фильтров. Благодаря реализации СДЦ в цифровом виде на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) обеспечены коэффициент подавления помех более 45 дБ, что на ~ 15 дБ превышает аналогичные устройства прежних разработок [1, 4].

Решение целого ряда актуальных проблем активной и пассивной радиолокации, как то: особенности трассовой обработки при сопровождении воздушных целей, наблюдаемых под малыми углами над подстилающей поверхностью; особенности сканирования под большими углами места плоской волноводно-щелевой ФАР с частотно-фазовым управлением; влияние точности поддержания пространственного положения апертуры волноводно-щелевой ФАР с частотно-фазовым управлением на параметры луча РЛС; адаптивное управление распределением энергетического и временного ресурса РЛС с ФАР; ошибки определения упрежденных координат движущегося источника излучения при размещении ПРЛС на подвижном носителе и другие использованные в упомянутых разработках наши исследования изложены в [5].

Литература

1. Гузь В.И., Липатов В.П. Создание и развитие интегрированных систем и способов наблюдения воздушного и надводного пространства Азово-Черноморского бассейна. Труды МРФ / 2005, том 2, Украина, Харьков, с. 13-15.

2. Гузь В.И., Андрусенко Н.И., Липатов В.П., Никитенко Ю.Г. Комбинированные частотно-фазовые системы управления в радиолокации и радиосвязи. МРФ / 2005, том 3, Украина, Харьков, с. 121-124.

3. Гузь В.И., Липатов В.П., Никитенко Ю.Г., Ена Г.А. и др. Совершенствование широкодиапазонной приемной и приемо-передающей бортовой аппаратуры. Труды МРФ / 2002, том 2, Украина, Харьков, с. 407-410.

4. В. Гузь, С. Игнатенко, В. Остафьев, В. Торгонский. Радиолокационные, опто-электронные системы и их компоненты. "Арсенал", №№3-4, 2007, с.37-40.

5. Проблемы радиолокации. Сборник трудов под научной редакцией Гузя В.И. "Известия вузов. Радиоэлектроника". Том 50, №№1-2, 2007.

СОЗДАНИЕ УНИФИЦИРОВАННЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ РЯДОВ РЛС С АКТИВНЫМИ ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ ПО ТРЕБОВАНИЯМ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Кучеров Ю.С.¹, Назаренко И.П.¹, Терешко В.М.², Шентябин А.Н.³

¹ОАО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»
105082, г. Москва, ул. Б. Почтовая, д. 22. Тел. (499) 267-66-04, e-mail: skala@aha.ru

²ОАО «НПО «ТРАНСКОМ»

111024, г. Москва, Пр. Энтузиастов, д. 19. Тел. (495) 673-24-40, e-mail: mail@oaotranscom.ru

³ФГУП «НТЦ Промтехаэро»

105120, г. Москва, Сыромятнический пр., д. 6. Тел. (495) 917-28-25, e-mail: ale1284@yandex.ru

The present report covers the tendencies predominated in the radar development, which are based on the changes occurred both in the construction technology and up-to-date radar equipment creation practice in the last decades.

Введение. В связи с опережающим ростом информационного сектора экономики в развитых странах мира все более высокие требования предъявляются к собственно информационным системам. Ключевая роль в решении важнейших задач обеспечения безопасности страны и развития народно-хозяйственного комплекса принадлежит системе контроля воздушного движения, основной информационной составляющей которой является радиолокационное наблюдение.

На современном этапе развития основным направлением развития ведомственных радиолокационных средств и систем является их последовательная интеграция в единую автоматизированную систему.

В целях информационного обеспечения единой системы безопасности жизнедеятельности населения и инфраструктуры Москвы, в том числе от воздушного терроризма, других крупных административных и промышленных центров, объектов энергетики, атомной и химической промышленности, транспортных узлов при любой деятельности в их воздушном пространстве Всероссийский НИИ радиотехники разработал предложения по созданию системы информации и защиты воздушного пространства над Москвой и регионами на основе использования унифицированных твердотельных рядов РЛС с активными фазированными антенными решетками.

История вопроса. Первые опыты применения фазированных антенных решеток (ФАР) в РЛС показали, что замена зеркальной антенны на пассивную ФАР увеличивает потери энергии в высокочастотной части радиолокатора в 2-4 раза. Эти потери приходилось компенсировать соответствующим увеличением мощности передающего устройства, при этом увеличивались вес, объем аппаратуры, потребляемая мощность локатора.

Для РЛС воздушного и космического базирования такое увеличение веса, объема аппаратуры и потребляемой мощности было во многих случаях не приемлемо; для станций наземного базирования необходимо было увеличивать количество транспортных единиц, снижая при этом мобильность.

Потребовались новые подходы к построению антенных систем, что проявилось в проектировании РЛС с активными фазированными антенными решетками (АФАР).

В Советском Союзе во Всесоюзном (в настоящее время Всероссийском) научно-исследовательском институте радиотехники в 1965 году была разработана первая экспериментальная АФАР, которая имела 84 канала, выполненных на лампах бегущей волны. Общая мощность работающей в непрерывном режиме АФАР составляла 15 Вт. В 1968 году АФАР на металлокерамических лампах имела 512 каналов и среднюю мощность излучения 5 кВт.

В процессе проведения этих работ были разработаны теория и технология построения АФАР, проверена сходимость математических моделей, определены требования к элементам решетки, разработаны методики настройки АФАР, создана уникальная стендовая аппаратура. Опыт данных разработок показал, что в АФАР параметры составных

частей взаимосвязаны и в совокупности определяют параметры диаграммы направленности. Таким образом, проектирование АФАР является системной задачей.

В 1965 году Институту поручается разработка передвижной трехкоординатной РЛС кругового обзора «Машук» для работы в составе автоматизированных систем управления с целью обеспечения существующих и перспективных зенитных ракетных комплексов и авиационных комплексов перехвата радиолокационной информацией об аэродинамических целях в сложной помеховой обстановке. Без реализации суперсовременных принципов построения РЛС кругового обзора в области генерирования сложных сигналов, приема и обработки информации решить поставленную задачу было просто невозможно. Учеными был применен целый ряд новых прогрессивных и ранее не использовавшихся в РЛС технических решений. В частности, формирование зоны облучения по углу места производилось соответствующим фазированием высокочастотных колебаний на выходе каждого из 64 облучателей передающей антенны, расположенных в виде столбца. Применение различных специальных законов фазирования высокочастотных колебаний позволяло сформировать различные виды диаграмм направленности передающей антенны в вертикальной плоскости. При этом имелась возможность быстрого (электронного) перехода с одного вида угломестных диаграмм на другие, что обеспечивало практически безинерционное перестроение зоны облучения в вертикальной плоскости. Такое оригинальное построение антенной системы было большим шагом вперед в мировой практике. В 1977 году РЛС «Машук» успешно прошла Государственные испытания и была принята на вооружение.

В 1968 году Институт приступил к разработке передвижной трехкоординатной радиолокационной станции СТ-68 для обнаружения и сопровождения маловысотных целей, прикрытых активными и пассивными помехами. Решение очень сложных задач не подчинялось стандартным приемам и потребовалось применение перспективных научно-технических методов, способов, устройств и систем. В РЛС была применена АФАР на основе волноводно-щелевых линеек, 72 канальное передающее устройство было выполнено на металлокерамических лампах со средней мощностью около 1 кВт.

Учитывая результаты проведенных исследований специалисты Института приступили к разработке опытного образца трехкоординатной радиолокационной станции программного обзора, реализующей адаптивную зону обзора при любой помехово-целевой обстановке. Эскизный проект данной РЛС был выполнен в 1975-1977 годах. В проекте предлагалось создание РЛС с двумерным сканированием с одной приемно-передающей антенной. Отсутствие на тот момент времени, мощных транзисторов предопределило использование в передающих модулях металлокерамических ламп, что привело к громоздкости АФАР и низкой надежности РЛС. Были продолжены дальнейшие исследования по оптимизации процедур обнаружения, управления сканированием и измерения координат, что позволило в дальнейшем развернуть работы по созданию РЛС программного обзора.

Период середины и конца 1970 годов вообще отличался ростом повышенного интереса к созданию РЛС с фазированными антенными решетками. В литературе появились многочисленные теоретические и экспериментальные материалы о преимуществах использования ФАР по сравнению с зеркальными антеннами.

Впервые появились сообщения о начале разработки в США твердотельной РЛС AN/TPS-59 с пассивной ФАР. Разработка данной РЛС проводилась фирмой General Electric по заказу корпуса морской пехоты в дециметровом диапазоне волн. Фирма Westinghouse сделала заявление о модернизации РЛС AN/TPS-43, в части замены зеркальной антенны на ФАР. Celenia (Италия) и Thompson-CFS (Франция) также сообщили о работах по внедрению ФАР в РЛС.

В 1981 году Институт приступил к выполнению крупномасштабной программы по созданию блочно-модульных РЛС ряда «Гамма». Была проведена НИР, положившая начало созданию первой в мире блочно-модульной твердотельной РЛС средних и больших высот с АФАР «Гамма-ДЕ».

Для получения высоких ТТХ, снижения массы и объема аппаратуры было решено проектировать антенную систему РЛС «Гамма-ДЕ» в виде АФАР и суммировать мощность 1024 передающих модулей в пространстве, а не внутри станции, как это было сделано у AN/TPS-59.

Использование транзисторов в передающих модулях потребовало изменения принципов проектирования основных систем станции. В связи с тем, что транзисторы не позволяли генерировать большую импульсную мощность, необходимая средняя мощность передающего устройства была достигнута за счет увеличения длительности сигналов до сотен микросекунд и уменьшения скважности. Для сохранения высокого разрешения пришлось применить сложные виды модуляции и согласованные фильтры с большим коэффициентом сжатия.

АФАР РЛС «Гамма-ДЕ» содержит диаграммообразующие схемы строк, представляющие собой полосковые синфазные в диапазоне частот станции делители, конструктивно объединенные с напечатанными излучателями. Шаг излучающей структуры АФАР по горизонтали и вертикали выбран исходя из требуемых углов сканирования диаграммы направленности антенн.

К рабочим входам диаграммообразующей схемы подключены твердотельные выходные усилители мощности, содержащие СВЧ усилители мощности, вторичные источники питания и циркуляторы.

Данная схема АФАР допускает отказ до 20% выходных усилителей мощности без значительного ухудшения дальности обнаружения воздушных целей.

Создание унифицированных рядов РЛС

Опыт разработки РЛС с активными фазированными антенными решетками показал, что за счет суммирования в пространстве большого количества маломощных сигналов можно получить необходимый уровень мощности станции. Это обстоятельство позволяет создавать ряды РЛС, имеющих модульный принцип построения и необходимые тактико-технические характеристики, такие как дальность обнаружения, точность измерения характеристик, помехозащищенность и т.д., в зависимости от поставленных требований.

РЛС этих рядов могут быть использованы как автономные наземные средства УВД и ПВО (РЛС «Гамма-ДЕ» и ее дальнейшее развитие), данные станции могут устанавливаться на надводные корабли (РЛС «Фуркэ-Э» в вариантах для корвета, фрегата и т.д.), в зенитные ракетные и ракетные пушечные комплексы (СОЦ боевых машин и командных пунктов комплекса «Панцирь-С1» и другие ЗРК и ЗРС), на различные воздушные и космические носители.

Эти радиолокационные станции обеспечивают:

- автоматическое (полуавтоматическое) обнаружение и сопровождение воздушных объектов, в том числе гиперзвуковых крылатых ракет и их боевых блоков, оперативно-тактических баллистических ракет;
- измерение координат целей и опознавание их государственной принадлежности, в том числе с использованием комплексированного вторичного радиолокатора «Вопросник-Э» собственной разработки;
- распознавание типа одиночных целей с помощью совокупности сигнальных и траекторных признаков, полного поляризационного зондирования и приема;
- имитацию постановщиков активных помех;
- выдачу радиолокационной информации одновременно нескольким потребителям;
- защиту от различных видов помех.

Требуемый уровень излучаемой мощности и необходимое амплитудно-фазовое распределение сигналов, определяющее форму диаграммы направленности, обеспечиваются диаграммообразующей схемой. Элементы диаграммообразующей схемы одного канала излучателя в РЛС конструктивно оформлены в виде единого модуля.

В качестве выходных усилителей используются твердотельные приборы, что позволило значительно повысить надежность станции, улучшить массово-габаритные показатели станции, упростить эксплуатацию.

Разработка печатных излучателей АФАР была произведена на основе оригинальных моделей, содержащих полное электродинамическое описание конструктивных элементов излучателей. В ходе создания РЛС были разработаны модели и реализующие их программы, методика расчета печатных излучателей позволила оценить их характеристики в составе АФАР с учетом взаимовлияния излучателей.

Реализация цифровой ФАР позволила повысить точность измерения угла места и азимута (в случае двумерного сканирования), благодаря идентичности по усилению приемных каналов, решить задачу автокомпенсации помех без установки дополнительных антенн.

Оригинальная конструктивная схема построения ФАР, использование новых технологий на основе композитных материалов, передовые схемно-технические решения позволили снизить массогабаритные характеристики несущих конструкций ФАР и РЛС в целом.

Для обеспечения работы радиолокационной станции при движении носителя (на ходу боевой машины ЗРПК или корабля), предусмотрена электронная стабилизация диаграммы направленности антенны РЛС по углу места по необходимым данным, выдаваемым носителям. Подъем антенных систем на необходимую высоту осуществляется с помощью мобильной высотной опоры.

Основными принципами построения рядов унифицированных перспективных РЛС являются:

- использование фазированной антенной решетки, формирующей острые лучи на передачу и прием с электронным управлением диаграммой направленности антенны в вертикальной плоскости при электромеханическом вращении антенны по азимуту;

- применение фазированной антенной решетки с двумерным сканированием;

- полностью твердотельное построение РЛС, включая передающее устройство;

- автоматический анализ помехово-целевой обстановки с последующей адаптацией режимов работы РЛС;

- реализация режима обнаружения целей с измерением 4-х координат на проходе (дальности, азимута, угла места (высоты) и радиальной скорости);

- адаптивное управление аппаратурными и энергетическими ресурсами для оптимизации основных характеристик обслуживаемых целей в условиях различного радиолокационного противодействия;

- электронная стабилизация лучей при качке корабля, движении автомобильного и танкового шасси на котором смонтирована РЛС;

- наращивание РЛС до активно-пассивного комплекса;

- автоматическая оптимальная обработка сигналов и информации;

- внедрение в радиолокационную станцию режимов различных диапазонов длин волн, полного поляризационного зондирования и приема, использование зондирующих сигналов различной полосы;

- реализация в аппаратуре РЛС функций комплекса средств автоматизации, станции передачи команд, режима метеорадиолокации, т.е. доведение РЛС до радиолокационной системы;

- блочно-модульное построение различных по составу и информационным возможностям модификаций РЛС в соответствии с требованиями Заказчика;

- внедрение в РЛС режимов и каналов распознавания целей на основе энергетических, корреляционных, спектральных и траекторных признаков;

- реализация в РЛС открытой архитектуры.

Заложенный в РЛС принцип открытой (блочно-модульной) архитектуры позволяет довольно легко изменять конфигурацию станции или модернизировать устаревшие блоки, узлы, модули.

Открытая архитектура и конструктивные особенности РЛС дают достаточно широкие возможности для наращивания различных ресурсов, причем переход на новый качественный уровень не означает обязательную замену всех основных компонентов станции.

Некоторые представители разработанных рядов РЛС

Радиолокационная станция «Гамма-ДЕ» предназначена для обнаружения, опознавания, определения координат и сопровождения широкого класса современных и перспективных средств воздушного нападения в условиях сильного радиоэлектронного противодействия, а также получения информации с борта самолета, оборудованного ответчиком в кодах ИКАО.

РЛС разработана с использованием технических и технологических достижений, имеет полностью твердотельное построение, фазированную антенную решетку, высокую степень автоматизации основных процессов функционирования.

РЛС «Гамма-ДЕ» применяется в автоматизированных и неавтоматизированных системах управления ВВС и ПВО, а также в качестве аэродромного и трассового радиолокационного комплекса центров системы организации воздушного движения. РЛС может быть использована в различных системах военного и гражданского назначения, для боевой подготовки и ведения боевых действий авиации и ЗРВ, в качестве станции мобильного резерва.

РЛС полностью автоматизирована, обладает высокой степенью адаптивности к помехово-целевой обстановке, оснащена различными сервисными устройствами. Имеется возможность сопряжения с выносными рабочими местами, количество которых определяется по согласованию с Заказчиком.

Радиолокационная станция «Гамма-ДЕ» всепогодна и может эксплуатироваться в различных климатических зонах.

РЛС оснащена встроенной системой функционального контроля, которая обеспечивает диагностирование аппаратуры и выдачу оператору информации о состоянии станции. Методы контроля и технического обслуживания, а также блочно-модульное построение РЛС обеспечивает простоту ремонта, позволяют без применения дополнительного контрольно-технологического оборудования осуществлять замену неисправных сменных элементов.

Предусматривается комплектование РЛС передающими твердотельными усилителями с различными значениями генерируемой мощности, приемными модулями с повышенной чувствительностью, что позволяет поставлять различные варианты комплектации станции, отличающиеся дальностью действия (10-400 км), мощностью потребления (75-170 кВт) и стоимостью.

Период обновления радиолокационной информации и адаптивный обзор пространства до 60° по углу места позволяют осуществлять автоматическое обнаружение, сопровождение, опознавание и распознавание современных воздушных и надводных объектов.

Цифровая система обработки РЛС построена на базе высокопроизводительных сигнальных процессов и обеспечивает:

- эффективное автоматическое обнаружение целей;
- автоматический или полуавтоматический захват и сопровождение обнаруженных целей;
- автоматическое или полуавтоматическое управление режимами работы станции;
- автоматическое управление каналом определения государственной принадлежности и отождествление его информации с данными по сопровождаемым целям, объединение информации от первичного и вторичного радиолокаторов;
- формирование и выдачу радиолокационной и справочной информации на средства отображения;
- формирование и выдачу информации внешним потребителям, прием и реализация команд, поступающих от потребителя.

Выдача радиолокационной информации осуществляется, при необходимости, одновременно несколькими потребителями в цифровом виде координатной и трассовой информации по телефонным линиям связи или по радиоканалу. Значительный энергетический потенциал, высокая стабильность параметров аппаратуры, оперативная адаптация к помеховой обстановке в сочетании с современными средствами защиты от активных,

пассивных и комбинированных помех позволяют надежно обнаруживать и сопровождать цели в широком диапазоне высот и скоростей полета.

В РЛС производится анализ помеховой обстановки и адаптация работы станции в части управления режимами зонообразования, автоматического определения вида помех в различных секторах пространства и назначения в них необходимых средств помехозащиты.

РЛС обеспечивает распознавание типа целей. Распознавание производится с помощью совокупности сигнальных признаков (энергетических и корреляционных), эхосигналов, а также траекторных признаков после взятия целей на сопровождение. Распознавание «зависшего вертолета» производится по оценкам характеристик доплеровского спектра с использованием энергетического критерия, позволяющего отсементировать вертолет от отражений типа «ангел-эхо».

Защита РЛС «Гамма-ДЕ» от противолокационных ракет (ППР) осуществляется путем кратковременного выключения излучения станции по командам автономного обнаружителя ППР средства защиты «Газетчик-Е» в сочетании с использованием отвлекающих устройств в частотном диапазоне радиолокатора и постановкой аэрозольных и дипольных помех системам наведения ракет с тепловыми, телевизионными и активными радиолокационными головками самонаведения.

В РЛС «Гамма-ДЕ» встраивается комплексированный многорежимный вторичный радиолокатор «Вопросник-Э», который работает в системах активного запроса и ответа: модернизированной системе РЛО «Пароль», системе опознавания Мк-ХА-ХП, RBS/УВД.

Последовательный обзор пространства по углу места, обеспечивающий гибкое формирование требуемой зоны ответственности путем перераспределения энергетических ресурсов в вертикальной плоскости на программном уровне, позволяет обнаруживать баллистические ракеты на дальностях до 900-1100 км на всех траекториях.

Запрет излучения в заданных азимутальных и угловых секторах, например, в направлении населенных пунктов, позволяет обеспечить предъявляемые высокие экологические требования. Изменение начального угла электронного сканирования в угломестной плоскости от минус двух градусов реализует возможность размещения РЛС на возвышенности.

Таким образом, схмотехнический и конструкторский облик станции с использованием базовых радиолокационных технологий высокого уровня обеспечивает высокие тактико-технические характеристики с одновременным снижением трудоемкости изготовления и эксплуатационных затрат в процессе жизненного цикла.

РЛС обнаружения и целеуказания боевой машины ЗРПК (СОЦ БМ) и станция обнаружения и целеуказания командных пунктов (СОЦ КП) ППРУ-1Ми «Панцирь-С1» имеют блочно-модульное построение и высокий уровень унификации по крупным составным частям, как между собой, так и с РЛС рядов «Гамма» и «Фуркэ-Э».

Станция обнаружения и целеуказания боевой машины (СОЦ БМ) обеспечивает обнаружение и сопровождение широкого класса современных и перспективных воздушных целей, включая крылатые ракеты, в условиях воздействия естественных и преднамеренных помех как самостоятельно, так и в составе зенитных огневых средств.

Станция обнаружения и целеуказания командных пунктов (СОЦ КП) обеспечивает обнаружение и сопровождение современных и перспективных воздушных целей и выдачу информации о текущих координатах и параметрах движения, составе и классах целей в пределах заданной зоны на командный пункт комплекса СОЦ КП с целью автоматизированного управления группировкой боевых машин ЗРПК.

Совмещение командного пункта и станции обнаружения и целеуказания командных пунктов образуют комплекс СОЦ КП.

Командный пункт комплекса СОЦ КП обеспечивает взаимодействие с боевыми машинами – огневыми установками в части управления и координации их действий в области перекрытия зон поражения путем выдачи целеуказаний, информации оповещения и приема информации от подчиненных огневых установок для принятия решения по коор-

динации их действий при отождествлении информации от всех источников, а также управление техническими подразделениями по подготовке и обеспечению ЗУР и боеприпасами.

РЛС данного ряда могут быть применены (при необходимости, с изменением некоторых характеристик) при модернизации комплексов и систем «Оса», «Квадрат», «Бук», «Тор-М1», «Печора», и т.п.

Корабельный ряд радиолокационных станций обнаружения и целеуказания «Фуркэ-Э» для надводных кораблей различного водоизмещения состоит из модификаций, отличающихся средней излучаемой мощностью, размерами и конфигурацией ФАР и, соответственно, дальностью обнаружения, точностью измерения угловых координат и массогабаритными характеристиками.

Учитывая, что РЛС указанного ряда предназначены для применения в качестве многофункциональных РЛС на кораблях ВМФ, к ним предъявлены высокие эксплуатационные требования.

Предусмотрено размещение РЛС «Фуркэ-Э» под радиопрозрачными укрытиями и без них.

При установке на кораблях различного водоизмещения ВМФ эти РЛС используются в качестве многофункциональных радиолокационных комплексов для освещения воздушной и надводной обстановки.

Для обеспечения своевременного обнаружения и уверенного сопровождения целей введена гибкая адаптация к быстро меняющейся целевой и помеховой обстановке, что позволяет в тех или иных пределах перераспределять энергетические ресурсы РЛС в соответствии с изменениями тактической обстановки. В частности, при отражении воздушного налета РЛС должна иметь возможность прекратить поиск целей, а высвободившиеся энергетические и временные ресурсы использовать только для их сопровождения. В итоге число сопровождаемых целей и частота обновления данных по ним резко увеличивается.

Выводы. Унифицированные твердотельные ряды РЛС с активными фазированными антенными решетками предложены, исходя из требований современных информационных систем, которые выдвигают как отечественные заказчики, так и заказчики других государств. В каждом ряду радиолокационных станций имеются образцы, которые серийно выпускаются или находятся в разработке. РЛС каждого ряда отличаются значениями максимальной дальности, точности измерения координат, потребляемой и излучаемой мощности, диапазоном длин волн, носителями, на которых монтируются станции.

Результаты, достигнутые Институтом при разработке РЛС различного назначения на основе имеющегося научно-технического задела, свидетельствуют о правильности концепции разработки этих станций и позволяют говорить об исключении случайностей научного, технического и технологического характера.

Базовые радиолокационные технологии высокого уровня позволяют разрабатывать РЛС с требуемыми тактико-техническими характеристиками и новыми потребительскими качествами.

Указанные унифицированные твердотельные ряды радиолокационных станций позволяют в течение 15-20 лет удовлетворить требования Заказчиков.

Таблица 1

Основные тактико-технические характеристики РЛС «Гамма-ДЕ»

Диапазон волн	Дециметровый
Зона обзора:	
по азимуту, град.	360
по дальности, км	10-400-1100
по углу места, град.	-2...+60
по высоте, км	120

Дальность обнаружения, км:	
цели с ЭПР = 1 м ²	400
цели с ЭПР = 0,1 м ²	240
Точность измерения координат:	
дальности, м	60-100
азимута, мин.	10
угла места, мин.	15-18
Коэффициент подавления отражений от местных предметов, дБ	50
Количество одновременно сопровождаемых целей, не менее	200
Среднее время наработки на отказ/среднее время восстановления, ч	1000/0,5
Время разворачивания при размещении АПУ, мин.:	
на прицепе	20
на автомобильном шасси	5
Время включения РЛС, мин.	1,2
Количество транспортных единиц	2-3
Эксплуатационный расчет (одна смена), чел.	3

Таблица 2

Основные тактико-технические характеристики станции обнаружения и целеуказания

Диапазон волн	Дециметровый
Зона обзора:	
по азимуту, град.	360
по дальности, км	3-300
по углу места, град.	-2...+60
по высоте, км	5-25000
Дальность обнаружения, км:	
цели с ЭПР = 1 м ²	150
цели с ЭПР = 0,1 м ²	50
Точность измерения координат:	
дальности, м	50
азимута, мин.	9
угла места, мин.	9
Коэффициент подавления отражений от местных предметов, дБ	55-60
Скорость вращения антенны, об/мин.	6, 12, 20
Среднее время наработки на отказ/среднее время восстановления, ч	3000/0,5
Количество транспортных единиц	1
Эксплуатационный расчет (одна смена), чел.	3

Таблица 3

Основные тактико-технические характеристики командного пункта

Количество огневых установок, управляемых комплексом	До 30
Максимальное расстояние до управляемых огневых установок, км	25
Количество взаимодействующих КП:	
вышестоящих	1
соседних	2
Максимальное расстояние между СОЦ КП и взаимодействующими КП, км	200
Количество внешних источников	4
Максимальное количество обрабатываемых трасс	500
Количество рабочих мест оператора	2-3
Количество транспортных единиц	1

КОГЕРЕНТНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ РАДИОЛОКАТОР Ka-ДИАПАЗОНА ДЛЯ МОНИТОРИНГА НАЗЕМНОГО ДВИЖЕНИЯ В АЭРОПОРТАХ

П.Н.Мележик, С.Д.Андренко, Ю.Б.Сидоренко, С.А.Провалов, В.Б.Разказовский,
Н.Г.Резниченко, В.А.Зуйков, М.Г.Балан, А.В.Варавин

Институт радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова Национальной академии
наук Украины, ул. акад. Проскуры, 12, 61085, г. Харьков, Украина.

Тел. +(38057)-720-33-19, факс +(38057)-315-21-05, e-mail vadimr@ire.kharkov.ua

The paper outlines the operation principles, technical characteristics and the field tests results of the innovative Ka-band coherent radar for airport surface monitoring. The coherent operation regime enables one not only to essentially reduce the radiation power to the level provided by the available semiconductor devices, but also to perform moving target detection on a interference created by reflections from surface objects and rain as well as to perform automatic classification of targets according to their radial velocity of movement. Main performance specifications, principle of operation, and design of the innovative antenna developed for the radar are described in details. The results of the field tests confirm the predicted radar operation characteristics. The radars of the proposed type can find use as radar-sensors for systems of airport surface monitoring.

Введение. В последние десятилетия в связи с повышением требований к безопасности воздушных перевозок в их «наземной фазе» возникла задача создания радиолокационных средств контроля наземного движения в аэропортах, решающих более широкий круг задач, чем традиционные станции обзора летного поля. Один из новых подходов состоит в использовании для контроля всей территории аэропорта сети, в которой недорогие компактные станции нового типа являются радиолокационными сенсорами, а получаемая от них информация объединяется с информацией от других источников. Подобные подходы изложены в работах [1, 2, 3], в которых описаны результаты разработки и испытаний радиолокатора, названного авторами «miniradar». Нами в результате анализа как принципиальных особенностей работы устройства такого типа, так и возможностей его технической реализации [4] было принято решение о создании когерентного радиолокатора в Ka-диапазоне с полностью полупроводниковым импульсным передатчиком. Применение когерентной обработки принятых сигналов позволило:

- обеспечить селекцию движущихся целей на фоне отражений от местности и дождя по доплеровскому смещению частоты отраженных сигналов, оценку по нему скорости цели и отнесение последней к одному из скоростных классов;
- осуществить эффективное накопление импульсов в пределах пачки и за счет этого снизить требования к излучаемой мощности до уровня, обеспечиваемого полупроводниковыми устройствами.

Основные сведения об экспериментальном радаре. Функциональная схема типична для импульсных когерентных радаров с полной когерентностью. Из общего сигнала высокостабильной частоты 100 МГц формируются непрерывные сигналы несущей частоты 36 ГГц, первого гетеродина 27 ГГц и когерентного гетеродина 9 ГГц. В передающем устройстве осуществляется их импульсная модуляция и усиление, после чего через ферритовый циркулятор они поступают в антенну и излучаются в пространство. Принятые той же антенной отраженные сигналы после циркулятора и устройства защиты поступают на приемник с малошумящим входным усилителем. Основное усиление осуществляется на промежуточной частоте 9 ГГц. В каждом периоде повторения системой временной автоматической регулировки усиление приемника изменяется во времени по заданному закону для уменьшения динамического диапазона амплитуды отражений с различных дальностей. Выходным устройством приемника является синхронный детектор, опорным для которого служит сигнал когерентного гетеродина. Приемно-передающее устройство разработано и изготовлено ОАО «НПП «Сатурн» (г. Киев, Украина); описание одного из промежуточных вариантов устройства приведено в [5]. С двух квад-

ратурных выходов синхронного детектора видеосигналы поступают на систему цифровой обработки сигналов. В ней, в частности, осуществляется фильтрация отражений по доплеровскому смещению их частоты, чем обеспечивается селекция движущихся целей на фоне отражений от неподвижных объектов, а частично и отражений от дождя, и классификация по скоростному признаку. Данные (амплитуда, азимутальный угол, дальность) обо всех обнаруженных целях, т.е. таких, амплитуда отраженного сигнала от которых превысила пороговое значение, задаваемое различным для разных скоростных групп, являются числовым массивом для формирования графического отображения радиолокационной информации. Частотные (скоростные) границы групп и пороги обнаружения задаются оператором. Комплекс перечисленных устройств представляет собой радиолокационный сенсор, осуществляющий зондирование пространства и полную обработку радиолокационных сигналов, включая формирование массива данных для графического отображения. Который вместе со служебной информацией о функционировании радиолокационного сенсора по радиоканалу, в качестве которого используется серийное устройство удаленного доступа, передается на модуль отображения информации и управления, размещаемый в соответствующей службе аэропорта.

Все электронные устройства сенсора помещены в герметичный аппаратный контейнер размером 620 x 300 x 120 мм³, жестко соединенный с антенной, что позволило исключить из волноводного тракта вращающийся переход, присутствовавший в предыдущих вариантах радиолокатора.

Основные технические характеристики радиолокационного сенсора следующие:

- | | | |
|--|--------------------------------|---------------|
| • несущая частота | | 36 ГГц; |
| • частота повторения импульсов | | 20 кГц; |
| • длительность импульса | | 100 нс; |
| • мощность в импульсе | | 20 Вт; |
| • ширина радиолокационной диаграммы направленности антенны | по азимуту | 0,25°; |
| | в вертикальной плоскости около | 4°; |
| • круговой обзор местности со скоростью | | 0,25 об/с, |
| • коэффициент шума приемника | | не хуже 5 дБ, |
| • потребляемая мощность | не более | 1 кВт; |
| • масса | не более | 150 кг; |
| • требуемая высота установки антенны | | 5 ÷ 10 м |

При таких технических характеристиках расчетная дальность действия по цели с ЭПР более 1 м² в отсутствие осадков превышает 5 км (вероятность обнаружения 0,9 при вероятности ложной тревоги 10⁻⁶), а в дожде интенсивностью 16 мм/час – не менее 2 км. Общий вид радиолокационного сенсора показан на рисунке 1

Принцип действия разработанной планарной антенны состоит в преобразовании поверхностной волны плоского диэлектрического волновода в пространственную излучаемую волну в результате взаимодействия с периодической проводящей структурой, расположенной вблизи от диэлектрического волновода. Антенны такого типа теоретически обоснованы и разработаны в Институте радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова Национальной академии наук Украины (г. Харьков). Варианты таких антенн с параметрами, отличающимися от используемых в данной разработке, применяются на практике, в том числе в системах дистанционного зондирования с аэрокосмических носителей. Особенности конструкции антенны и ее основные элементы видны из рисунка 2. Рупорно-параболический возбуждатель 1 формирует синфазное поле с заданным распределением по ширине диэлектрического волновода, которым определяется форма диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Выбором закона изменения расстояния между планарным диэлектрическим волноводом 2 и дифракционной решеткой с ламелями прямоугольного сечения 3 задается закон изменения вдоль продольной оси антенны коэффици-

циента преобразования поверхностной волны в излучаемую. Этим законом определяется форма диаграммы направленности в горизонтальной (азимутальной) плоскости. По результатам измерения в режиме приема сигнала от источника излучения, находящегося на расстоянии около 1900 м, т.е. в так называемой дальней зоне (или зоне Фраунгофера), ее ширина по уровню минус 3 дБ в азимутальной плоскости составила $0,27^\circ$ при уровне первых боковых лепестков минус 19-20 дБ, а в вертикальной около 4° .

Полевые испытания радиолокационной системы. Полевые испытания созданной радиолокационной системы выполнялись в два этапа. На первом в режиме неподвижного луча антенны проводились наблюдения отражений от эталонных уголкового отражателя



Рис. 1

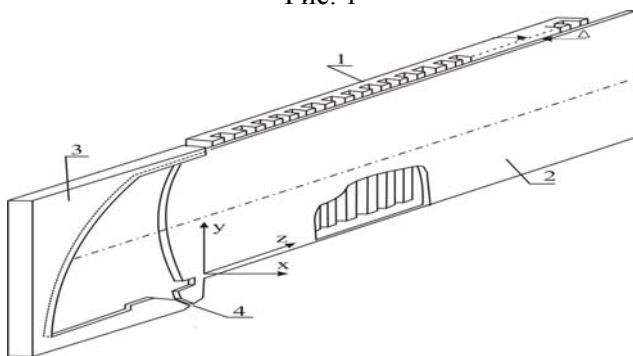


Рис. 2

с разной эффективной поверхностью и реальных целей (человек, автомобиль), находящихся на выбранном участке местности, свободном от источников помеховых отражений значительной интенсивности. Производилась регистрация отраженных сигналов и последующая статистическая обработка как для неподвижных целей, так и движущихся с разными скоростями объектов. Эти испытания позволили оценить реальную дальность действия радиолокатора и предельно достижимое подавление отражений от неподвижных объектов, обусловленное фазовыми шумами в передающем устройстве и гетеродинах. На этом же этапе было получено радиолокационное изображение окружающей местности, на котором на отдельных участках, свободных от городской застройки и древесных рощ, четко обнаруживались и маркировались

цветом в зависимости от скорости движения автомобиля, едущие по дорогам, в том числе даже внутри городских кварталов.

Заключительный этап испытаний проводился на территории заводского аэродрома. В зоне действия радиолокатора, не затененной производственными и аэродромными сооружениями, находились примерно половина длины взлетно-посадочной полосы, рулежные дорожки и одна из стоянок самолетов. Опыты состояли в наблюдении различных объектов при круговом обзоре пространства. Объектами были уголкового отражатели, идущий человек и автомашина, а также самолет, едущий по рулежной дорожке и по взлетно-посадочной полосе, а также самолет во время взлета и посадки. В ряде случаев наблюдались «неплановые» цели: снегоуборочные машины, работавшие на взлетно-посадочной полосе, и автомашины, едущие по внутризаводским дорогам.

Испытания подтвердили соответствие реализованных характеристик радиолокатора расчетным. Рис. 3 а, б иллюстрируют результаты радиолокационного наблюдения движения самолета по рулежной дорожке, а затем по взлетно-посадочной полосе без ускорения (рис. 3 а) и приземление самолета типа АН-140 (рис. 3 б). В первом случае желтый цвет меток указывает на то, что при таком режиме движения и выборе скоростного интервала полосового фильтра объект соответствует среднескоростным целям, а во втором красный цвет – высокоскоростным целям.

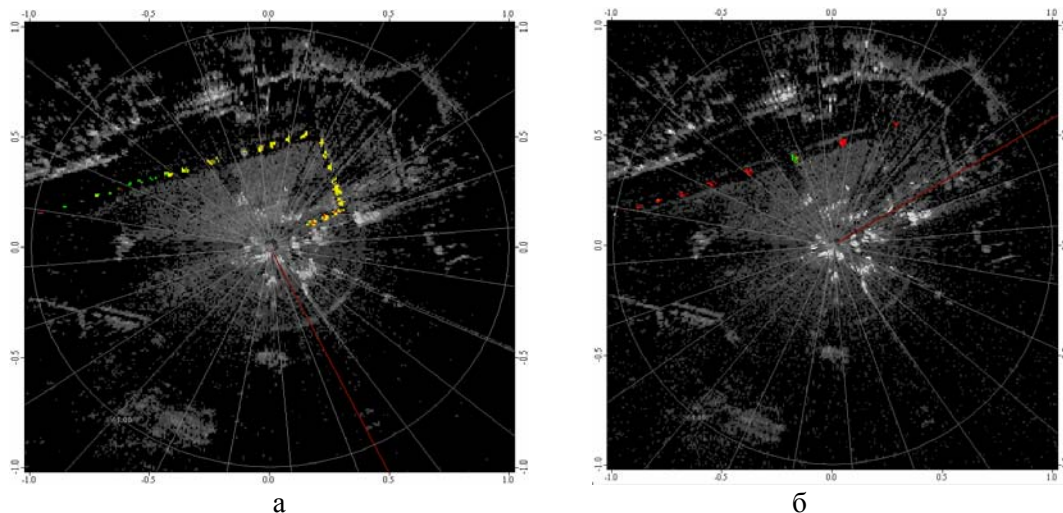


Рис. 3

Выводы. Создан и испытан радиолокатор нового типа для контроля наземного движения на территориях аэропортов, при разработке которого учтены современные требования к устройствам этого класса и новые подходы к созданию систем такого назначения. В частности, созданное устройство может быть использовано в качестве радиолокационного сенсора в многосенсорной системе контроля, объединяющей информацию от датчиков разных типов.

При создании радиолокатора реализован ряд новых технических решений. Проведенные полевые испытания подтвердили соответствие полученных характеристик проектным.

Литература

1. Ferri M., Galati G., Naldi M. A Novel W-band Radar for Airport Traffic Monitoring: Implementation, First Operational Results, Perspectives. MSMW'2001 Symp. Proc., Kharkov, Ukraine, June 4-9, 2001, pp. 27 – 31.
2. Galati G., Magaro P., Leonardi M., Gavallin A. Data Extraction in High Resolution Surface Movement Radar for A-SMGCS. Proc. of Int. Radar Symp. IRS2004, 19-21 May 2004, Warszawa, Poland, pp. 245 – 250.
3. Galati G., Ferri M., Leonardi M., Magaro P. Pre-Operational Evaluation of a Prototype A-SMGCS Using High Resolution Surface Movement Radar: Main Results and Lesson Learnt. Proc. of Int. Radar Symp. IRS2004, 19 - 21 May 2004, Warszawa, Poland, pp. 329 - 334.
4. Евдокимов А.П., Комяк В.А., Мележик П.Н., Разказовский В.Б., Чмиль В.М. Когерентный радиолокатор миллиметрового диапазона для обзора летного поля. – прикладная радиоэлектроника, 2003, т. 2, № 1. с. 10 - 17.
5. Зуйков В.А., Ключко Г.И., Колисниченко М.В., Потенко В.П., Черний Б.С. Приемно-передающий радиолокационный модуль миллиметрового диапазона длин волн. – Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2003, № 3. с. 15 – 18.

ДОСТИЖЕНИЯ И ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ ШУМОВОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Лукин К.А.

Институт радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова

Национальной академии наук Украины

Ул. Акад. Проскуры 12, 61085, г. Харьков, Украина

Тел.(057) 720-33-49, e-mail: Lukin@ire.kharkov.ua; Lukin.konstantin@gmail.com

In the paper we present brief description of various Noise Radars designed in IRE NASU on the basis of Noise Radar Technology. Some advantages and constrains of Noise Radars are also discussed. In particular, Ka-band Ground Based SAR based upon new sliding antennas and Noise Waveforms has been designed and tested. The SAR designed may be reconfigured for operation in different modes: monostatic, bistatic, and multi-position (or MIMO) modes. The system is designed for operation in both CW and pulse regimes using single and dual frequencies modes to enhance range resolution via expanding the frequency bandwidth of the signal. Potential resolution cell size at 50m range is 15 cm by 15 cm. Results of indoor trials and its application for monitoring of Bell-tower of Sophia monastery are presented for both SAR imaging and differential interferometry modes.

Идея применения шумовых (случайных) сигналов в радиолокационных системах известна давно. Проводились исследования и предпринимались попытки создания шумовых радаров различного назначения во многих странах. Более того, установился термин: Шумовая радиолокация. К сожалению, недостаточный уровень развития, как эффективных источников случайных сигналов, так и перестраиваемых широкополосных линий задержки (лежащих в основе построения радиолокационных корреляционных приемников), не позволили разрабатывать это многообещающее направление радиолокации.

В конце 80-х годов прошлого столетия эффективные источники случайных сигналов и широкополосные корреляторы на основе цифро-аналоговых линий задержек были созданы в отделе №17 ИРЭ НАН Украины, Харьков, что позволило реализовать давнюю мечту радиолокации: разработать и испытать шумовой радар ближнего действия на основе непрерывного шумового сигнала 8-мм диапазона с разрешающей способностью 75см.

В развитие этого направления в ИРЭ НАНУ были выполнены обширные теоретические и экспериментальные исследования в области Шумовой радарной технологии [1, 2], что подразумевает проведение исследований в следующих областях:

1. Разработка методов генерации шумовых сигналов, в том числе на основе динамического хаоса, и создание с их помощью эффективных источников шумовых сигналов с требуемыми спектральными характеристиками.

2. Разработка теоретических и экспериментальных методов обработки случайных радиолокационных сигналов с целью построения оптимальных приемников шумовых радаров.

3. Разработка и создание шумовых радиолокационных систем различного назначения.

За этот период были разработаны и испытаны различные Шумовые радары, краткое описание которых приведено в данной статье. Наиболее сложной задачей шумовой радиолокации остается обработка отраженных сигналов. Эти и другие проблемы шумовой радиолокации также обсуждаются в докладе.

Радиолокационные системы на основе хаотических сигналов. К настоящему времени разработки ИРЭ НАНУ в области шумовой радиолокации ограничены созданием и испытанием систем сверхближнего и ближнего (до 1км) действия для различных приложений [1, 2]. Разработан ряд исследовательских образцов радиолокационных систем на основе применения шумовых зондирующих сигналов и их когерентного приема с помощью методов корреляционной и спектральной обработки. Они предназначены для решения таких задач как предупреждение столкновений транспортных средств, кругового или секторного обзора пространства, дистанционного мониторинга природной среды и крупных инженерных сооружений и др.

Первый исследовательский образец шумового радара был создан в 8-мм диапазоне длин волн. В нем использовался непрерывный шумовой сигнал с шириной спектра до 150 МГц и корреляционная обработка отраженных сигналов. Разрешающая способность по дальности составила величину порядка 1 метра в диапазоне рабочих расстояний до 100 метров. Проведенные испытания показали, что выбранные параметры сигнала и времени корреляции позволяют наблюдать радиолокационную обстановку на дороге в реальном масштабе времени, различая транспортные средства по виду огибающей регистрируемой корреляционной функции, фиксировать их перемещение и т.п. Более того, разработанный корреляционный приемник, регистрируя отраженные сигналы с фиксированной дальности, позволил убедиться в его способности регистрировать очень медленные движения объектов и, например, различать деревья различных видов по характеру доплеровских спектров сигналов, рассеиваемых их листвой. Кроме того, разработанный шумовой радар использовался для диагностики плотной плазмы. Рефлектометр создан и испытан совместно с коллегами из ХФТИ.

Эти успешные испытания позволили разработать шумовой радар непрерывного действия 4-мм диапазона волн для систем предупреждения столкновений автомобильного транспорта. В качестве зондирующего сигнала используется непрерывный шумовой сигнал с центральной частотой 76,5 ГГц и шириной спектра 180 МГц, а для оптимального приема отраженных сигналов – разработанный многоканальный коррелятор релейного типа [2]. В состав этого радара входят: антенная система, передатчик, корреляционный приемник, синхронизатор, а также блок сбора, подготовки и ввода данных в компьютер. Индикатор секторного обзора изображает рабочую зону радиолокатора, разбитую на 8 равных секторов, которые соответствуют восьми различным пеленгам. Один пеленг обрабатывается в течение 6,25 мс. За это время происходит прием, ввод и обработка радиолокационных данных, а также отображение результатов на экране монитора.

Когерентно-импульсный шумовой радар кругового обзора. В ИРЭ НАНУ был разработан первый когерентно-импульсный шумовой радиолокатор кругового обзора 3см диапазона длин волн, предназначенный для обнаружения, наблюдения и измерения дальности, скорости и азимута объектов, находящихся в зоне обзора. Разработанный когерентно-импульсный радар состоит из антенной системы, передатчика, конвертора, синхронизатора и блока цифровой обработки импульсных шумовых сигналов. С помощью передатчика производится формирование зондирующего сигнала с заданными характеристиками. Спектр сигнала формируется путем специальной частотной модуляции колебаний генератора напряжением источника низкочастотных хаотических колебаний. Кроме формирователя шумовых сигналов, передатчик включает канал опорного сигнала, усилитель мощности и электрически управляемые аттенюаторы, обеспечивающие гибкое управление уровнем сигналов. Излучение зондирующих и прием отраженных сигналов осуществляется с помощью приемопередающей зеркальной параболической антенны. Отраженный и зондирующий сигналы в конверторе преобразуются в диапазон промежуточных частот (10÷400) МГц. Выходной сигнал конвертора оцифровывается с помощью АЦП фирмы GaGe типа CS-82G и поступает в компьютер для цифровой обработки и отображения на экране монитора наблюдаемой радиолокационной обстановки. АЦП CS-82G имеет тактовую частоту до 2 ГГц, что позволяет работать с импульсными сигналами, имеющим ширину спектра до 1 ГГц. Однако в виду ограничения полосы рабочих частот входных усилителей АЦП рабочая полоса радара была не выше 400 МГц. Аппаратная часть радиолокатора управляется с помощью разработанного синхронизатора, выполненного на основе современных микроконтроллеров. Управление радаром осуществляется оператором с клавиатуры компьютера. Анализ отраженных шумовых сигналов производится с помощью разработанного программного обеспечения, реализующего их как когерентную, так и некогерентную обработку. В режиме кругового обзора используется зеркальная антенна с диаграммой направленности шириной 2,5 градуса, как по азимуту, так и по углу места. Обработка шумовых отраженных сигналов и отображение радиолокационной информации на индикаторе кругового обзора производится в компьютере *в реаль-*

ном масштабе времени с периодом обзора 10 или 6 секунд и когерентным накоплением 10-15 импульсов для каждого пеленга.

С целью отработки методов и аппаратуры шумовых радаров с синтезированием апертуры (РСА) на основе РЛС КО 3 см диапазона длин волн создан шумовой РСА, в котором фазовый центр приемно-передающей антенны движется по дугообразной траектории. Для этого вместо зеркальной параболической антенны устанавливается штанга длиной до 3 м с рупорной антенной на ее конце. Антенна имеет симметричную диаграмму направленности, ширина которой составляет 20 градусов в обеих взаимно ортогональных плоскостях. Фазовый центр этой антенны движется по дуге радиусом 2 м в секторе с угловым размером 120 градусов. При этом отраженный и зондирующий сигналы в цифровом виде записываются с помощью АЦП CompuScore-82G на жестком диске компьютера для последующей корреляционной обработки и синтеза апертуры антенны с помощью соответствующего программного обеспечения. В этом режиме радиолокатор работает в условно реальном масштабе времени. Движение приемно-передающей антенны по дуге представляет особый интерес при разработке шумового РСА в связи с простотой реализации подобного движения. Возможность доработки существующих наземных радиолокационных станций кругового обзора для работы в режиме РСА указывают на перспективность этих исследований.

Дифференциальная РСА интерферометрия и шумовые радары. Дифференциальная РСА интерферометрия (аналог голографической интерферометрии в оптике) состоит в сравнении фазовых распределений двух РСА изображений и позволяет обнаруживать очень малые, визуально незаметные деформации инженерных сооружений, случившиеся в течение определенного промежутка времени. Это достигается с помощью получения РСА изображений наблюдаемого объекта в разные моменты времени с одной и той же позиции и регистрации разности фаз идентичных участков полученных РСА изображений. Поскольку в разработанных шумовых радарх реализована когерентная обработка отраженных сигналов, то построение РСА на основе шумовых сигналов сомнений не вызывает. Первый РСА с непрерывным шумовым сигналом был разработан в ИРЭ НАНУ для проведения совместных исследований в Институте космических исследований Европейской Комиссии (г. Испра, Италия) в 1998г. Полученные результаты экспериментально подтвердили применимость шумовых сигналов для получения когерентных изображений. Более того, разработанный передатчик обладает высокой стабильностью частотного спектра выходного сигнала, обусловленной слабой зависимостью спектра излучаемого сигнала от флуктуаций частотного спектра генератора благодаря примененной пассивной фильтрации. Это свойство шумового радара, а также примененная корреляционная обработка, предполагающая запоминание излучаемого сигнала, обеспечили очень высокую долговременную стабильность и повторяемость выходных характеристик шумового радара. Эти качества дали возможность использования шумовой РСА в дифференциальной интерферометрии. Проведенные эксперименты показали, что одним из перспективных применений шумовых РСА может быть дистанционный мониторинг состояния инженерных сооружений, основанный на дифференциальной РСА интерферометрии. К упомянутым инженерным сооружениям следует отнести здания, мосты, плотины, телевизионные вышки, разнообразные металлоконструкции и другие объекты сложной формы, имеющие участки зеркального отражения: края, ребра, угловые конструкции и участки более сложной топологии.

В ИРЭ НАНУ был разработан *шумовой интерферометрический РСА* 8 мм диапазона для дистанционного мониторинга состояния Саркофага Чернобыльской АЭС, и других инженерных сооружений [3,4]. В его состав входит приемопередатчик, антенная система, система управления режимами работы, система сбора и обработки отраженных сигналов, а также система генерации и отображения полученных РСА изображений. В разработанном РСА используется когерентный приемопередающий тракт и движение фазового центра приемно-передающей антенны вдоль стабильно повторяющейся траектории, что позволяет регистрировать амплитудно-фазовое распределение отраженных сигналов с ази-

мутальным разрешением, определяемым длиной траектории. Для обеспечения движения фазового центра излучателей были предложены антенны нового типа, так называемые сканирующие антенны с синтезированием апертуры [5]. При этом когерентность обработки шумовых сигналов обеспечивается путем запоминания зондирующих сигналов и осуществления взаимно корреляционной обработки с отраженными сигналами. Для этого приемник непрерывных шумовых РСА строится по двух канальной схеме. Он состоит из опорного канала и канала приема отраженных сигналов.

Не останавливаясь на более детальном описании состава и функций разработанного шумового РСА, отметим, что в ней заложены потенциальные возможности работы в разнообразных режимах: (1) импульсный и непрерывный; (2) режим с удвоением рабочей полосы частот благодаря переключению центральных частот передатчика и гетеродина; (3) режим моностатической и бистатической РСА. Для управления взаимодействием составных частей РСА разработан синхронизатор, построенный на основе микроконтроллеров. Он позволяет гибко изменять конфигурацию РСА, обеспечивая любое сочетание указанных выше режимов. Достоинством импульсного режима является возможность использования одного и того же приемника для записи как зондирующих, так и отраженных сигналов, благодаря чему вносимые амплитудно- и фазо-частотные искажения будут идентичны для обоих сигналов, что значительно упрощает их обработку. В системе реализована синхронизация всех ее узлов, используя термостабилизированный кварцевый генератор в качестве опорного, что обеспечивает полную когерентность РСА во всех режимах. Минимальный размер ячейки разрешения составляет 30см (15см) на 30 см на расстояниях порядка 50 м при секторе обзора 80 (азимут) на 20 (угол места) градусов. Потенциальная точность измерения дальности – 10см, а потенциальная погрешность измерения смещений отражателей – 0.1 мм, время полного обзора – 21 с. Разработанный шумовой РСА позволяет проводить разнообразные эксперименты в области ближней радиолокации, получать РСА-изображения в 8-мм диапазоне длин волн с высоким разрешением, отрабатывать методы дифференциальной интерферометрии и прецизионного мониторинга состояния инженерных сооружений, а также проводить сравнение радаров, использующих зондирующие сигналы разных типов, и др. Недавно разработанный наземный шумовой РСА был использован для мониторинга состояния колокольни Софиевского собора в г.Киев.

Полученные результаты дают основания для оптимистического прогноза относительно дальнейшего развития Шумовой радарной технологии [1-5].

Литература

1. Лукин К.А. Шумовая радарная технология Радиофизика и электроника. - Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины.-1999.-4, №3.- С.105-111.
2. Lukin K. A. Noise Radar Technology: the Principles and Short Overview, Applied Radio Electronics, Vol. 4, No. 1, 2005, pp. 4-13.
3. Lukin K.A., Mogyla A.A. Noise Waveform SAR and Differential Interferometry for Detection Structural Changes in Chernobyl Sarcophagus. Proc. of EUSAR'2006, 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 16-18 May 2006, Dresden, Germany, 2006, p. 249.
4. Lukin K.A., Mogyla A.A., Palamarchuk V.P., Vyplavin P.L. et al. Ka-band Bistatic Ground Based Noise-Waveform-SAR for Short Range Applications. IET Radar, Sonar & Navigation, 2008, to appear in 2008.
5. Lukin K.A. Sliding Antennas for Noise Waveform SAR. Applied Radio Electronics, v.4, No.1, 2005, pp.103-106.

САМОЛЁТЫ ДАЛЬНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ: ОБЗОР ЗА 1958-2008 ГГ.

Литвинов В.В.

Харьковский университет Воздушных Сил

Trend of Airborne Early Warning Radars' development is delivered, merits and demerits of both coherent-pulse and pulse-doppler moving target detection modes are discussed. Advantages of low pulse repetition frequency mode and ways to solve the multiple moving objects' problem are shown.

Введение.

1. Самолёт дальнего радиолокационного обнаружения (СДРЛО) - носитель бортовой радиолокационной станции (БРЛС) кругового обзора – предназначен для радиолокационной разведки (РЛР) потенциально опасных самолётов и кораблей на дальностях до 400 км в интересах информационного обеспечения противовоздушной обороны (ПВО), раннего предупреждения об угрозах (Airborne Early Warning - AEW), управления военной авиацией.

2. При создании СДРЛО необходимо решить комплекс сложных проблем [6]. Главная авиационная проблема связана с размещением на самолёте-носителе антенн первичного и вторичного РЛ каналов. Главная радиолокационная проблема – выделение целей на фоне мешающих отражений от поверхности Земли (пассивные помехи – фон Земли, ПП-ФЗ) методами доплеровской селекции движущихся целей (СДЦ) в условиях движения БРЛС.

Стимулы и потенциал для создания СДРЛО вначале были лишь у США и СССР, начавших разработки в 1958 г. В 70-х гг. подключилась Великобритания, в 90-х гг. - Швеция, Израиль, КНР.

3. В основе развития БРЛС СДРЛО лежала конкуренция когерентно-импульсного (КИ) и импульсно-доплеровского (ИД) методов СДЦ, т.е. выбор частоты посылок импульсов - низкой либо высокой или средней (НЧПИ, ВЧПИ, СЧПИ), что и является основным предметом дальнейшего обсуждения.

Хронология

1. На начальном этапе - к середине 60-х гг. – появились первые СДРЛО, предназначенные для РЛР над морем и льдами, т.е. в условиях слабых ПП-ФЗ:

к 1964 г. – E-2A - Hawkeye - лёгкий самолёт фирмы Grumman для авианосцев ВМФ США, оснащённый БРЛС AN/APS-96 фирмы General El.;

к 1966 г. – Ту-126 - большой «самолёт РЛ дозора» (СРЛД) для Войск ПВО СССР; БРЛС – «Лиана» разработки НИИ-17 МАП (МНИИП, с 80-х гг. – НПО «Вега»).

Были созданы полноповоротные надфюзеляжные антенные системы, бортовые радиотехнические комплексы (БРТК), включающего БРЛС, системы передачи данных, связи, РЭБ, обеспечены их совместимость и работа в длительном полёте.

Первый стратегический СДРЛО ТУ-126 до сих пор не превзойдён по высоте и времени полёта (до 17 часов, с дозаправками – до 2...3 суток), размерам обтекателя антенной системы (11 м * 2,1 м), вместительности и комфорту для двух составов экипажа (диаметр фюзеляжа - 4,3 м, масса – до 195 тонн).

Палубный СДРЛО E-2A имел более скромные показатели: масса – менее 25 тонн, диаметр фюзеляжа - 2 м (в нём очень тесно!), полёт - до 6 часов, размеры обтекателя – 7,3 м * 0,77 м.

2. На первых СДРЛО были установлены КИ БРЛС - одноканальные РЛ дальномёры дециметрового диапазона волн ($\lambda \sim 70$ см и ~ 35 см) с НЧПИ $F_{\text{нчп}} \sim 400$ Гц. Высоту полёта целей оценивали по запаздыванию эхо-сигналов, переотраженных от моря. 3-импульсные селекторы движущихся целей ([4], гл. 6), т.е. устройства 2-кратной череспериодной компенсации ПП (ЧПК-1/2) РЛР над морем и даже льдами (ТУ-126), но не над сушей.

3. Проблему «СДЦ над сушей» кардинально решили на втором этапе - к 1973 г. Работы велись в США по двум направлениям: а) создание большого СДРЛО Е-3А Sentry («Часовой») для системы AWACS и б) модернизация СДРЛО Hawkeye (Е-2В/С) и его БРЛС (AN/APS-96/.../142).

В БРЛС Hawkeye начиная с версии AN/APS-125 для повышения качества СДЦ над сушей улучшили доплеровские фильтры и ввели управляемое смещение фазового центра антенны (СФЦА). Заметим, что при совместной обработке 5-ти и более посылок метод СФЦА ведёт к быстрому уменьшению используемой площади приёмной антенны [9].

Для Е-3А по конкурсу из 8 проектов была выбрана 3-координатная импульсно-доплеровская БРЛС AN/APY-1 S-диапазона волн ($\lambda \sim 10$ см) фирмы Westinghouse El. с антенной, обладающей рекордно низким уровнем боковых лепестков (ниже -60 дБ) при электронном сканировании по углу места.

Е-3А стал символом прогресса, а наименование «АВАКС» - именем нарицательным для любого (!?) СДРЛО, хотя Airborne Warning And Control System – не самолёт, а система. В НАТО не могли не принизить роль предшественника - Ту-126, пренебрежительно назвав его Moss AWACS (moss - мох, болото) [3].

4. Третий этап - 1973 - 90 гг. В США развёрнута «континентальная» система AWACS. НАТО приобрела 18 СДРЛО Е-3А для европейского ТВД, при этом веским доводом было высокое качество опознавания «друг/враг» (IFF - identification friend/foe), достигнутое благодаря большому размеру антенны канала вторичной локации. Эксперты НАТО отмечали: Е-3А «обеспечивал контроль за всеми (!) самолётами.. от Парижа до Варшавы» - в радиусе 700 км ! [2], однако способ подсчёта всех самолётов не указали.

В Великобритании к 1984 г. создали оригинальный СДРЛО АEW Mk.3 Nimrod [6] с двумя небольшими антеннами, которые синхронно вращаются внутри хвостового и носового обтекателей, попеременно обслуживая 180^0 -е азимутальные секторы. Конкурировать с Е-3А Nimrod не смог: малые размеры антенн (2,5 м * 1,6 м) обусловили ухудшение характеристик РЛ каналов, в том числе IFF-функции. В основном ИД режиме - СЧПИ - проявляется неоднозначность как по дальности, так и по скорости.

В СССР новые СДРЛО появились с отставанием от США на 10 и более лет:

Ил-76МД «Шмель» (1973-84 гг.) - аналог Е-3А с ИД БРЛС по образцу AN/APY-1 и

Ан-71 «Квант» (1982-90 гг.) – тактический аэродромный СДРЛО с КИ БРЛС по образцу AN/APS-125.

У создателей БРЛС «Шмель» были проблемы, связанные с ВЧПИ, в частности - из-за ненадлежащего качества изготовления обтекателя антенны. Разработка Ил-76МД была проведена без участия основного заказчика (Войск ПВО), которому не были предъявлены ни самолёт, ни результаты его испытаний; Ил-76МД так и остался «под прикрытием» ВВС, как юридического заказчика.

Работы над Ан-71 были свёрнуты в 1990 г. накануне государственных испытаний; формально - для переноса БРТК на палубный самолёт Як-44 (для БРЛС явно непригодный), фактически - ввиду контраста между двумя РЛС НПО «Вега»: простой КИ БРЛС «Квант» и сложной проблемной ИД БРЛС «Шмель». Ан-71 постигло «горе от качества», его принесли в жертву ради программы «Шмель-2».

7. После 1990 г. появились БРЛС с несколькими неподвижными антенными решетками (АР) и двумерным (β - ϵ) сканированием луча. Самолёты с двумя вдольюзеляжными АР обеспечивают лишь секторный обзор и не могут считаться полноценными СДРЛО.

8. За первые 30 лет созданы 6 типов СДРЛО и БРЛС 4-х типов, причём основные события произошли за первые 15 лет - до 1973 г. на основе воззрений 50-х гг. В 60-х гг. создание ИД БРЛС AN/APY-1 означало, что преодолены недостатки «отсталого» КИ метода: трудности когерентной обработки, далёкие от оптимальности аналоговые устройства ЧПК-2, низкое качество СДЦ в движущейся КИ БРЛС. К 80-м гг. теория и техника СДЦ радикально изменились; необходимо по-новому сопоставить ВЧПИ и НЧПИ. Естественным объектом рассмотрения является Е-3А.

Высокая ЧПИ: «характерные недостатки...наилучшего метода»

1. В БРЛС AN/APY-1 используется последовательный обзор как по азимуту (ширина луча $\beta_a \sim 1^\circ$), так и по углу места (ширина луча $\varepsilon_a \sim 4^\circ$). В ИД режиме выбор $F_{ВЧП} \approx 30$ кГц обеспечил однозначное разделение объектов локации по радиальной скорости и широкую (>20 кГц) зону доплеровских частот, свободную от ПП-ФЗ; это обеспечило РЛР скоростных самолётов, правда не при всех ракурсах [5]. Предусмотрены два варианта ИД режима: а) со сканированием луча по углу места и б) однолучевой (большие дальности), - и 2 режима НЧПИ – для РЛР самолётов далее горизонта и для РЛ наблюдения морских судов.

2. Концепция 50-х гг.: лишь в режиме ВЧПИ можно кардинально решить проблему мешающих отражений от суши. Так, в 1962 г. М.Сколник весьма решительно утверждал: «Несмотря на сложность и ряд характерных недостатков, импульсно-доплеровский метод является наилучшим методом селекции движущихся целей для самолётных радиолокационных станций» [1, стр.210].

3. «Характерные недостатки» ВЧПИ в литературе описаны лишь частично и смягчённо ([4, гл. 7]; [5, стр.155]). Очевидны: эффекты «слепых» дальностей и «плохих» ракурсов, наложения ПП-ФЗ из десятков колец дальности, в том числе - на цели в свободном пространстве, нерациональные затраты времени и СВЧ энергии на 2..3 цикла облучения для оценки истинной дальности, невозможность РЛР до набора высоты. Есть также ряд других последствий локации в режиме ВЧПИ:

невозможна первичная индикация РЛ обстановки на экране ИКО; непосредственная локация объектов заменена косвенной процедурой (пеленг + неоднозначные отсчёты дальности + вычисления);

при полёте СДРЛО над сложным рельефом мощный фон ПП-ФЗ, поступающих из нижней полусферы СДРЛО (из конуса $\varepsilon \leq -30^\circ$), может занимать до 80 % полной ширины доплеровского спектра и с высокой вероятностью маскировать цели с малыми скоростями и/или неблагоприятными ракурсами;

неприемлем параллельный обзор, а за время облучения (~ 30 мс) нельзя обслужить все направления по углу места. Отсюда - два ИД режима и нерекламируемое удвоение (до 20 с) времени обзора зоны.

К тому же доплеровская трактовка – это первое приближение, ведь сдвиг частоты - лишь первая производная фазы. Сверхсветовая фазовая скорость поверхностной волны и особенности рельефа под БРЛС в некоторых случаях, как показала практика, могут порождать сложную модуляцию мощного «высотного» сигнала и попадание «хвостов» его спектра в частотное окно, теоретически свободное от ПП-ФЗ.

Низкая ЧПИ: мнимые и реальные проблемы

1. В 60-х гг. сторонники режима ВЧПИ указывали на те недостатки КИ режима, которые тогда представлялись очевидными и принципиальными:

а) «...угол, под которым происходит облучение местных предметов,...и доплеровская частота отражений...могут заметно изменяться в просматриваемом интервале дальности,...компенсация доплеровских частот чрезвычайно усложняется, что...ограничивает области возможного использования самолётной когерентной (КИ - В.Л.) системы СДЦ» (М.Сколник, 1962 г. [1, стр. 202]). Вышеозначенное - «древняя» техническая сложность; преодолённая уже к 1970 г. (лётные испытания системы череспериодной автокомпенсации ПП БРЛС «Лиана» [8]);

б) «Возможности...режекции ПП ограничиваются приёмом по боковым лепесткам (диаграммы направленности антенны - В.Л)...Для самолётных систем с НЧП и СЧП диапазон частот (доплеровских частот ПП – В.Л.) в несколько раз может перекрывать частоту псылки...мощность приёма по БЛ может просачиваться в фильтр...» (М.Стаудаер, 1970 г. [4, стр. 354]). Это опасение справедливо лишь для антенны невысокого качества, например решётки волновых каналов БРЛС самолёта Е-2. В условиях СДРЛО Е-3А и Ил-76МД суммарный фон ПП по боковым лепесткам при НЧПИ уходит глубоко «под шум» уже при уровне дальнего бокового приёма (-35...-40) дБ.

Итак, вышеприведенные доводы contra НЧПИ силы не имеют.

2. Потенциальная эффективность СДЦ при НЧПИ определяется видом гребенчатого спектра ПП-ФЗ и выражается относительной шириной зоны прозрачности «обеляющего» фильтра, которая может составлять до 80% от интервала однозначности [8]. Условием хорошего качества доплеровских спектров ПП и сигналов целей является постоянство ЧПИ и большое число совместно обрабатываемых посылок - до 12..20, нужное для естественного сглаживания выборки и полного использования энергии пачки эхо-сигналов. Пресловутая проблема «слепых» скоростей целей исчезает ввиду: а) узости зоны режекции ПП-ФЗ и б) наличия в спектрах реальных самолётов нескольких разнесенных по частоте мод. «Вобуляция» ЧПИ (изменение интервалов посылки импульсов) не нужна, более того - недопустима!

Техническая реализуемость соответствующих оптимизированных фильтров несомненна.

3. Есть лишь одна реальная проблема: «НЧПИ не обеспечивает подавления сигналов медленно движущихся целей...».[5], стр. 155). Здесь необходимость подавления - нечто само собой разумеющееся, безальтернативный постулат. Имеется в виду V_r -режекция по радиальной скорости, т.е. доплеровская режекция эхо-сигналов множественных движущихся объектов (МДО), в основном - автотранспорта.

Действительно, при $F_{НЧП} \sim 400$ Гц интервал однозначности радиальных скоростей невелик: от 20 м/с при $\lambda \sim 10$ см до 70 м/с при $\lambda \sim 35$ см; полагаем, что более длинные волны ($\lambda \sim 70$ см) для современных СДРЛО совершенно неприемлемы. При оптимизированном «обелении» доплеровского спектра ПП-ФЗ в 80% -ю зону прозрачности фильтра попадает множество нежелательных эхо-сигналов

Выбирая ВЧПИ и V_r -режекцию с «естественным» порогом ~ 30 м/с, разработчики БРЛС тем самым ограничивают возможности СДРЛО единственной функцией - раннего предупреждения о приближении высокоскоростных самолётов, в первоначальном узком смысле термина «АЕВ».

4. КИ метод СДЦ оказался «плох» тем, что устраняет отражения только от неподвижных объектов. На самом деле способность обнаружения малоскоростных целей есть важнейшее достоинство БРЛС с НЧПИ. Ведь V_r -режекция, производимая на этапе доплеровской фильтрации, есть необратимое устранение значительной части эхо-сигналов, потенциально несущих полезную РЛ информацию, что противоречит самому принципу и назначению радиолокации. Если в 50..60 гг. эта «гильотинная» процедура ещё имела оправдание - недостаточный уровень развития техники, то уже с 80-х гг. проблему МДО при НЧПИ можно и нужно было: 1) чётко сформулировать и 2) решать на научной основе - путём детального анализа сигналов и информации, накопления и использования классификационных признаков объектов с сохранением возможности коррекции принимаемых решений.

5. Очевидно, что в основе классификации МДО должна быть не радиальная, а путевая скорость объекта относительно поверхности Земли, в более широком смысле - геометрический образ трассы объекта локации, который ещё в 40-х гг. весьма эффективно использовал человек-оператор, работая за экраном ИКО с послесвечением. Заметим, что разделение трассовой обработки на два этапа («первичная / вторичная») - гораздо менее эффективная процедура, вынужденно введённая в 50 гг. в эпоху ламповой элементной базы и странным образом доминирующая до сих пор. При современном уровне техники можно и нужно использовать эквиваленты ИКО - динамические цифровые карты данных за ряд обзоров, содержащие исходную и переработанную информацию (координатную и спектральную) обо всех эхо-сигналах и объектах. В 80-х гг. реализация такого подхода в виде цифровой картинной технологии (ЦКТ) обработки сигналов и информации обеспечила высокую эффективность защиты наземных обзорных РЛС от множественных «ангел-эхо» [10], во многом сходных с МДО.

6. Количество МДО в зоне обзора БРЛС может быть очень велико, однако основная их масса сосредоточена в транспортных потоках и узлах и состоит из коррелированных

по пространству и скорости групп, что облегчает их локализацию и отбраковку. Кроме того, некоторая часть МДО будет затеняться элементами рельефа и зданиями. В целом проблема МДО / НЧПИ представляется вполне разрешимой технически. Препятствиями могут стать корпоративные и личные интересы участников процесса; ведь нужно признать, что десятки лет шли „не тем путём”.

Неподвижные антенные решётки В обтекатель Ил-76МД (или Е-3А) «вписывают» 3 или 4 уменьшенных плоских АР секторного обзора. На краях секторов неизбежны расширение лучей и существенные потери потенциала. Возможно разделение БРЛС на несколько независимых РЛ каналов. В ИД режиме будет облегчен временной баланс обзора, но 2-мерное сканирование может заметно ухудшить уровень бокового приёма. В режиме НЧПИ дискретность сканирования по азимуту приводит к дополнительным потерям энергии из-за неполного перекрытия лучей и принудительного сглаживания пачек импульсов. В целом можно согласиться с Дж.Кларком, который указывает на «нецелесообразность электронного сканирования по азимуту» [10, стр. 167].

Заключение Внешне история СДРЛО - процесс поступательного развития. На деле ситуация далека от полного благополучия. Военные СДРЛО окружены ореолом таинственности, их разработка и производство монополизированы, многие реальные недостатки скрыты, а пропаганда достоинств в значительной мере носит рекламный характер.

Многим странам СДРЛО нужны для решения таких небоевых задач, как контроль воздушного пространства над приграничными и удалёнными районами, информационное обеспечение УВД; важны приемлемые экономические показатели СДРЛО, надёжное обнаружение и опознавание всех целей. Для решения подобных задач когерентно-импульсные БРЛС в режиме НЧПИ могут быть весьма перспективны.

Большой эффект от введения КИ систем СДЦ (в основном режиме НЧПИ) может быть достигнут в БРЛС класса AN/APY-1/2. Их эффективность в ИД режиме резко падает уже при незначительном – на 5 дБ - повышении уровня бокового приёма, например из-за старения материала обтекателя антенны, к чему КИ системы совершенно не чувствительны.

Литература

1. М. Сколник. Введение в технику радиолокационных систем. Пер. с англ.// М., «Мир», 1965 (McGraw HILL BC, 1962).
2. R.Furlong. Can NATO afford AWACS? // International Defense Review, 1975, vol. 8, No. 5. Geneva: Interavia, 1975. P. 667-677.
3. N. Cherkow. Moss - AWACS with a Red Star. //International Defense Review, 1975, vol. 8, No. 5. Geneva: Interavia, 1975. P. 677-678.
4. Справочник по радиолокации. Под ред. М.Сколника. Т. 3. Пер. с англ.// М., «Сов. радио», 1979 (McGRAW HILL, 1970).
5. У.Лонг, К.Харригер. РЛС AN/APG-66 со средней ЧПИ. Пер. с англ.// ТИИЭР, 1985, т. 73, №2. М.: «Мир», 1985. С. 150 – 164.
6. Дж. Кларк. Радиолокационные системы авиационных комплексов дальнего обнаружения. Пер. с англ.// ТИИЭР, 1985, т. 73, № 2. М.: Мир.- С. 164 - 181.
7. В.В. Литвинов. «Самолёты дальнего радиолокационного обнаружения: проблема выбора основных решений»// Наука і оборона. 1994, № 3.- Киев: Варта, 1994. С. 3-9.
8. В.В. Литвинов, «Потенциальная и реальная эффективность когерентно-импульсных систем СДЦ в обзорных РЛС при однозначном измерении дальности» // Радиотехника. 1996.- № 100.- Харьков: ХГТУ РЭ, 1996. С. 158 – 173.
9. В.В. Литвинов. "Принципы компенсации движения антенн при селекции движущихся целей в самолётных РЛС" // Труды 2-й международной конференции "Теория и техника антенн". 1997 г. – Киев: Нац. техн. университет "КПИ", 1997. С. 82-85 (англ.).
10. В.В. Литвинов, В.В. Жирнов. "Проблема ангел-эхо и цифровые картинные технологии обработки радиолокационных сигналов и информации" // Труды IV международной конференции "Радиолокация, навигация и связь", Воронеж 26-28 мая 1998 г., т. 2. Воронеж, 1998. -С. 795-800.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СПЕКТРЫ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ В МОДЕРНИЗИРОВАННОМ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРЕ МРЛ-5

Ефремов В.С.¹, Велегжанин И.С.¹, Вовшин Б.М.², Лаврукевич В.В.², Леховицкий Д.И.³

¹ОАО “НПО “Лианозовский электромеханический завод”

Дмитровское шоссе 110, 127411, Москва, Российская Федерация.

Тел. (+7-495)-485-51-33; E-mail: ISV1980@yandex.ru ;

²ООО “Центр научно-технических исследований “ЭЛЕРОН”

Просп. Зеленый 6/2, 111141, Москва, Российская Федерация.

Тел./Факс (+7-495) 368-30-40, E-mail: nti@eleron.net; vladimir@eleron.net ;

³Харьковский Национальный университет радиоэлектроники

Просп. Ленина. 14, 61166, Харьков, Украина.

Тел. (+38 057) 702-17-35; 702-11-38, E-mail: akad@kture.kharkov.ua;

Results of experimental investigations into Doppler meteorological radars with new methods of spectral analysis are considered.

Введение. До настоящего времени в странах СНГ наиболее распространены импульсные метеорадиолокаторы семейства МРЛ-(1-5), разработанные и изготовленные в СССР. Эти некогерентные МРЛ извлекают только амплитудную информацию о метеообразованиях (МО), облучаемых простыми (МОНО) сигналами с высокой импульсной мощностью. Вместе с тем службам метеопрогноза требуется информация и о средней радиальной скорости и турбулентности МО в заданных элементах разрешения анализируемой зоны пространства, содержащаяся, в частности, в средней доплеровской частоте и ширине спектра междупериодных флуктуаций МО. Для определения этих параметров МО требуются доплеровские МРЛ (ДМРЛ) с когерентным передатчиком и квадратурной обработкой на прием.

В связи с этим в процессе разработки первого в СНГ доплеровского МРЛ для проверки основных принципов его построения в канал S диапазона МРЛ-5 была встроена когерентная приемно-передающая аппаратура РЛС «Ли́ра-А10». Для определения параметров междупериодных флуктуаций МО наряду с традиционным для МРЛ спектральным анализом (СА) на основе классического дискретного преобразования Фурье (ДПФ) впервые использовались специальные версии [1] т. н. “сверхразрешающих” методов СА [1–4]. Важной задачей эксперимента была также проверка возможности работы МРЛ со сложным (нелинейно частотно-модулированным (НЧМ) сигналом), позволяющим существенно (примерно в базу раз) снизить пиковую импульсную мощность передатчика по сравнению со штатным режимом при сохранении дальности обнаружения МО и разрешающей способности МРЛ по дальности.

1. Условия и методика эксперимента. Схема эксперимента на МРЛ-5 ГГО им. Воейкова (г. Санкт-Петербург) показана на рис. 1.

Технические параметры встроеной аппаратуры «Ли́ра-А10»:

- генерируемая импульсная мощность - $P_n \leq 7$ кВт;
- чувствительность приемного устройства в полосе $\Delta f_c \approx 0.5$ МГц - (-142 дБ/Вт);
- длительность НЧМ сигнала - $\tau_n = 64$ мкс;
- девиация частоты НЧМ сигнала - $\Delta f_c \approx 500$ кГц;
- база НЧМ сигнала ≈ 32
- уровень максимального бокового лепестка сжатого НЧМ сигнала $R \leq -50$ дБ.

Рекордно низкий уровень боковых лепестков при относительно малой базе сигнала достигнут за счет специального закона внутриимпульсной модуляции частоты зондирующих НЧМ импульсов.

Для проверки степени эквивалентности междупериодных амплитудных и фазовых характеристик МО при использовании МОНО и сложных НЧМ сигналов (со сверхнизким уровнем боковых лепестков) частота повторения $M = 12$ - импульсных пачек сигналов каждого вида была выбрана более низкой, чем требуется для однозначного определения

дальности. Для расширения интервала однозначного определения скорости МО до ± 25 м/с использовалась попарная вобуляция интервалов T_i ($i=1,2,3,4$) зондирования в 4-х подпачках из трех импульсов каждая.

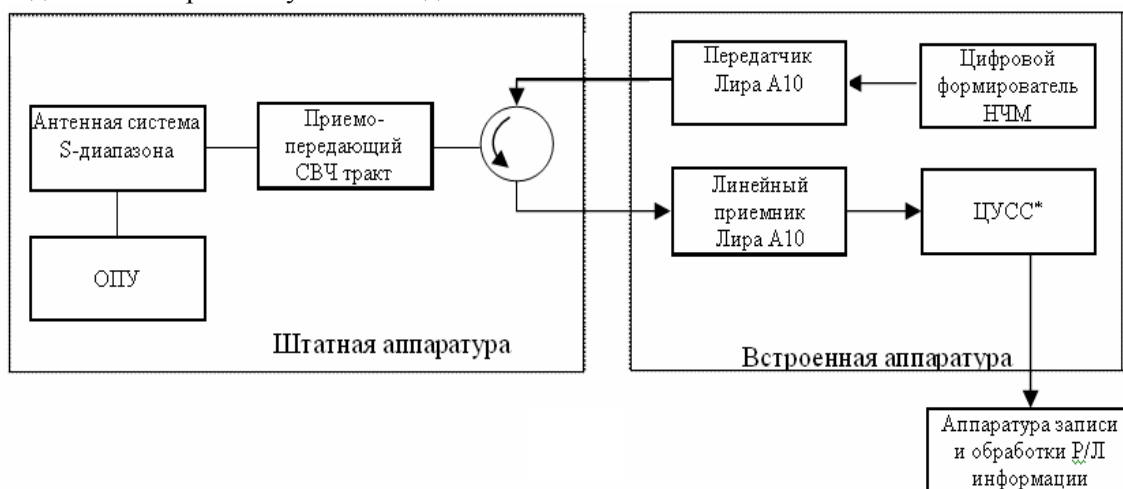


Рис. 1

Спектральные характеристики МО определялись путем обработки различными методами СА цифровых записей квадратурных составляющих отсчетов МОНО и НЧМ сигналов с выхода цифрового устройства сжатия НЧМ сигнала (ЦУСС).

В ходе эксперимента сравнивались три метода СА, отличающиеся своими спектральными функциями (СФ) $S(v)$ – зависимостями значений спектральной плотности мощности междупериодных флуктуаций МО от радиальной скорости V перемещения отражателей:

1.
$$S(v) = S_F(v) = \mathbf{x}^*(v) \cdot \hat{\Phi} \cdot \mathbf{x}(v) / M ;$$
2.
$$S(v) = S_2(v) = M / \mathbf{p}^*(v) \cdot \mathbf{p}(v), \quad \mathbf{p}(v) = \{p_i(v)\}_{i=1}^M = \mathbf{H}_m \cdot \mathbf{x}(v);$$
3.
$$S(v) = S_3(v) = 1 / |p_M(v)|^2 ;$$

Здесь $\hat{\Phi} = (1/K) \cdot \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*$ – максимально правдоподобная (МП) оценка $M \times M$ корреляционной матрицы (КМ) междупериодных флуктуаций МО, сформированная по K – мерной выборке $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ взаимно независимых M – мерных пачек $\mathbf{y}_i = \{y_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^M$ отражений M интервалов зондирования из K элементов разрешения по дальности [2], $\mathbf{x}(v) = \{\exp(j4 \cdot \pi \cdot v \cdot T_\ell / \lambda)\}_{\ell=1}^M$ – M -мерный вектор сканирования по радиальной скорости V , образованный отсчетами комплексной гармоники частотой $f_d = 2 \cdot v / \lambda$ в моменты T_ℓ излучения ℓ – го импульса пачки относительно первого, λ – длина волны РЛС, \mathbf{H}_m – МП оценка нижней треугольной ленточной (с шириной ленты m) матричной импульсной характеристики (МИХ) квазиобеляющего фильтра МО [1, 2].

Первая СФ соответствует общеупотребительному в ДМРЛ методу ДПФ, вторая и третья – методам минимальной дисперсии (МД) Кейпона и максимальной энтропии (МЭ) Берга, модернизированным за счет ленточности МИХ [1-4].

Для всех СФ определялась координата v_{\max} глобального максимума (перебором с шагом $\Delta v = 0,25$ м/с), отождествлявшаяся со значением средней радиальной скорости МО,

и их ширина на уровне 0.5 от максимума, характеризующая степень турбулентности МО в соответствующем элементе разрешения.

2. Результаты экспериментов. На рис. 2 показаны примеры нормированных экспериментальных СФ подстилающей поверхности (в дБ), полученные каждым из методов. Видно, что положения максимумов СФ в этом случае, как и должно быть из физических соображений, близки к нулю и практически совпадают для всех методов. Однако ширина СФ методов МД Кейпона и МЭ Берга (0,25 м/с) существенно меньше полученной методом ДПФ (1,25 м/с). Эти закономерности в равной степени проявляются для НЧМ и МОНО сигналов. Тем самым эксперимент полностью подтвердил справедливость изложенной в [1] теории, в которой этот результат был предсказан и объяснен. Экспериментально подтвержден и вывод [1] о том, что число импульсов в пачке, требующихся для заданной точности измерения ширины спектра, для метода ДПФ больше, чем для методов МД и МЭ. В показанных на рис. 3 нормированных экспериментальных СФ подстилающей поверхности, соответствующих НЧМ зондирующим сигналам, примерно равная ширина по уровню $-(5 - 15)$ дБ от максимума методами МД и МЭ обеспечена пачкой размера $M=12$, тогда как для метода ДПФ в этом случае потребовалась пачка размера $M=24$. Это преимущество «сверхразрешающих» методов СА имеет важное практическое значение для метеолокаторов, в которых из-за высоких требований к темпу выдачи информации возможность использовать пачки больших размеров крайне ограничена. Еще одно преимущество «сверхразрешающих» методов СА связано со значительно меньшим уровнем «дифракционных» максимумов СФ, порожденных использованным законом зондирования.

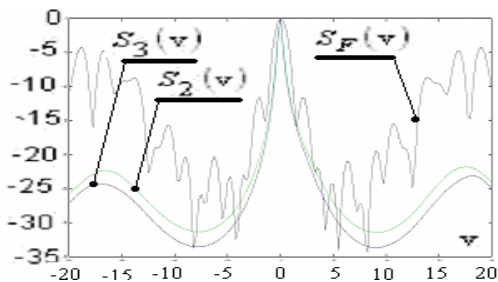


Рис. 2

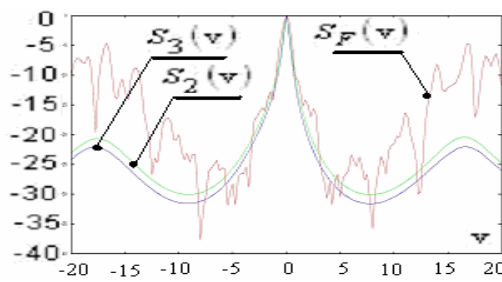


Рис. 3

Для малоскоростных облаков ($v_r=3-4$ м/с) спектры отражений, полученные по НЧМ и МОНО сигналам (рис. 4), близки форме и параметрам. Полученные в эксперименте отличия в ширинах спектров объясняются более высоким отношением сигнал/шум (ОСШ) для НЧМ сигнала (~ 27 дБ) по сравнению с МОНО сигналом (~ 12 дБ).

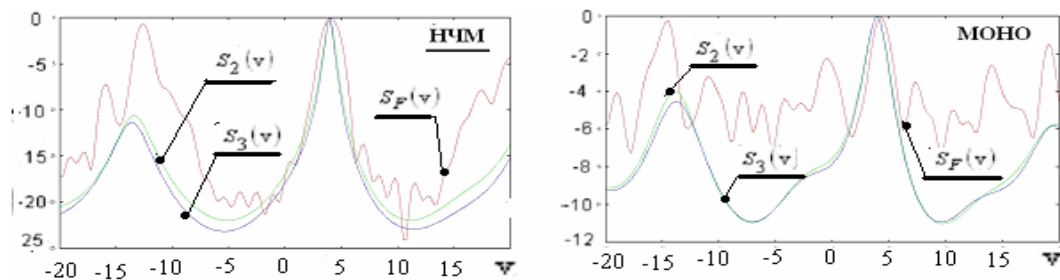


Рис. 4

Аналогичный результат получен для облаков, движущихся со средней радиальной скоростью $v_r=6-8$ м/с. При таких скоростях может возрастать уровень «дифракционных» максимумов СФ (лепестков неоднозначности) для методов Кейпона и Берга по сравнению со случаем $v_r=0$, которые, однако, остаются существенно более низкими, чем у метода ДПФ. Для последнего они определяются средней частотой зондирования и практиче-

ски не зависят от значения v_T . Отличия спектров для МОНО и НЧМ сигналов несущественны и для больших скоростей облаков $v_T=10-11$ м/с и связаны только с различиями ОСШ в анализируемом элементе дистанции.

Еще один пример спектров движущихся МО при НЧМ зондирующем сигнале показан на рис. 5. В этом примере спектр ДПФ оказался двухмодовым с разным уровнем мод, что затрудняет оценку средней скорости МО.

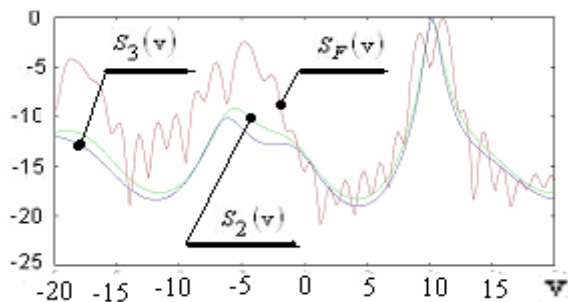


Рис. 5

Многомодовость спектра сопровождается и его расширением, в связи с чем усложняется измерение не только средней скорости МО, но и степени их турбулентности. Через 7–8 отсчетов центральная частота спектра ДПФ начинает приближаться к центральной частоте спектров Кейпона и Берга. Это свидетельствует об инерционности спектра Фурье при быстром изменении средней скорости. Такое поведение спектра Фурье также было теоретически предсказано в [1], где исследовались ошибки измерения

неравномерных («небелых») спектров, вызванные, например, присутствием в пределах одного элемента разрешения различных процессов (шум-облако и т.п.) или ненулевым градиентом радиальной скорости ветра в нем.

Заключение. Результаты экспериментов позволяют сделать следующие выводы:

- основные параметры спектров метеообразований, полученные при использовании МОНО и НЧМ зондирующих сигналов, имеют высокую степень сходства, что свидетельствует о возможности и целесообразности практически использовать последние в существующих и разрабатываемых метеорадиолокаторах;

- предсказанные теорией преимущества «сверхразрешающих» методов спектрального анализа по сравнению с традиционным для метеолокации методом ДПФ подтверждены экспериментально;

- современная цифровая элементная база позволяет на практике реализовать различные «сверхразрешающие» методы спектрального анализа, в частности, использованные в эксперименте модификации методов МД Кейпона и МЭ Берга, на унифицированной структурно-алгоритмической основе адаптивных решетчатых фильтров. В этом случае возможны и другие методы извлечения метеоинформации, не связанные с вычислением спектральных функций и одновременно позволяющие расширить информативность отражений от МО [1]. Их изучение перспективно для дальнейших экспериментальных и теоретических исследований.

Литература

1. Леховицкий Д. И., Жуга Г. А., Вовшин Б. М., Лаврукевич В. В. Извлечение метеоинформации на основе спектрального и корреляционного анализа отражений в импульсных доплеровских метеорологических РЛС. – Х.: Прикладная радиоэлектроника, Т.4, 2007, №4.

2. Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий, С. П. Лещенко, Ю. И. Лосев, А. И. Николаев, С. А. Горшков, С. В. Москвитин, В. М. Орленко. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп./ Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.- 512 с илл.

3. Capon J. High Resolution Frequency – Wave number Spectrum Analysis. Proc. IEEE, 1969, 57, pp. 1408-1418.

4. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990.

5. Леховицкий Д. И. СДЦ в импульсных РЛС: Почти без формул, но с картинками. 1. Оптимальная между периодической обработкой гауссовых сигналов на фоне гауссовых пасивных помех. – Х.: Прикладная радиоэлектроника, т.5, 2006, №2, с. 192-200.

СИНТЕЗ МАЛОБАЗОВЫХ СИГНАЛОВ С УЛЬТРАНИЗКИМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДЛЯ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРА

Ефремов В. С., Седлецкий Р. М.

НПО «ЛЭМЗ», 127411, г. Москва, Дмитровское шоссе, 110, ЛЭМЗ

E-mail: sedletsky@mail.ru

The goal of the given article is to consider possibility of using complex signals in meteorological radiolocation. Main difference meteorological radiolocation from traffic control radiolocation is kind of target. In traffic control radiolocation we have deal with objects, whose sizes are much more than sizes of pulse volume of radiolocation signal. The difference results new demands to radiolocation signals – ultra low level of side lobes of radiolocation signals.

In the article results of theoretical synthesis of complex signal with ultra low side lobe level are considered. Results of experimental generation and compressing complex signal with nonlinear frequency modulation are considered.

Отражающие объекты в метеолокации представляют собой протяжённые объекты. В классической радиолокации, за исключением задач распознавания целей, отражающие объекты являются точечными отражателями. Локация протяжённых объектов предъявляет особые требования к зондирующим сигналам. Радиолокационные сигналы должны обеспечивать хорошее разрешение гидрометеоров и с высокой точностью – определение границ метеообразований. Кроме того, в метеолокации требуется высокая точность измерения мощности сигналов [1].

В последнее время появились теоретические и экспериментальные результаты по использованию в метеорадарах сложных сигналов с небольшой базой [2].

Достоинствами твёрдотельных доплеровских локаторов являются высокая стабильность несущей частоты и возможность когерентного накопления пачки сигналов, что обеспечивает хорошую селекцию движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности и высокую точность измерения их скорости.

Особенностью твёрдотельных локаторов является необходимость использования сложных сигналов с базой 100 и выше. В настоящее время в твёрдотельных локаторах управления воздушным движением (УВД) используются ЛЧМ сигналы, в некоторых случаях используются сигналы с нелинейным изменением частоты (НЧМ) сигналы [3–5].

В докладе сравниваются три вида сигналов и методов их обработки в метеолокаторе:

1. ЛЧМ сигнал с весовой обработкой Хэмминга;
2. ЛЧМ сигнал с инверсным фильтром и весовым окном Натолла;
3. Согласованное сжатие синтезированного НЧМ сигнал с уровнем боковых лепестков – 60 дБ.

Для метеолокации при уровне отражения 60 – 70 дБ над уровнем шума использование ЛЧМ сигнала с весовым окном Хэмминга приводит к негативным последствиям при локации протяжённых объектов:

- размытию границ облаков за счёт “наезда” боковых лепестков на облако;
- увеличению измеряемой мощности отражения в зондируемом элементе разрешения за счёт мощности, “насосываемой” из соседних элементов по дальности за счёт боковых лепестков КФ.

Использование ЛЧМ сигналов с инверсным фильтром и весовым окном Натолла обеспечивает практически такую же достоверность измерения параметров протяжённых объектов, как и для локатора с простым сигналом. При такой обработке уровень боковых лепестков уменьшается до – 97.5 дБ, а потери при оптимальном выборе полосы пропускания инверсного фильтра составляет величину – 0.9 дБ, что на 0,4 дБ лучше, чем при использовании окна Хэмминга.

Наилучшие результаты как в плане минимизации потерь в отношении сигнал-шум, так и в отношении доплеровской устойчивости обеспечивает синтезированный НЧМ сигнал. По сравнению с обработкой ЛЧМ сигнала получено уменьшение потерь в отношении сигнал/шум с - 0.9 дБ до -0.3 дБ и улучшение доплеровской устойчивости [4, 5].

Корреляционная функция (КФ) сжатого НЧМ сигнала при нулевом доплеровском сдвиге частоты приведена на рис. 1. Длительность сигнала 60 мкс, база 32.

На рис. 2 приведена КФ для доплеровского сдвига частоты 2 кГц, а на рис. 3 – КФ для доплеровского сдвига частоты 20 кГц.

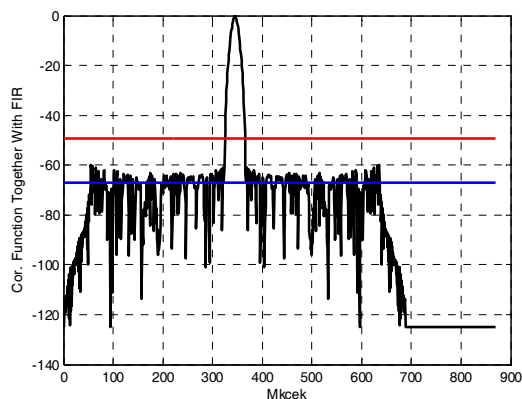


Рис. 1. КФ после КИХ-фильтра, УБЛ по минимаксному критерию – 60 дБ, по среднеквадратическому критерию – 66.9 дБ

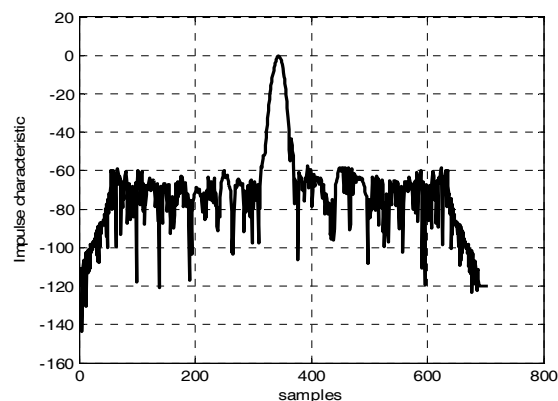


Рис. 2. КФ для доплеровского сдвига 2 кГц

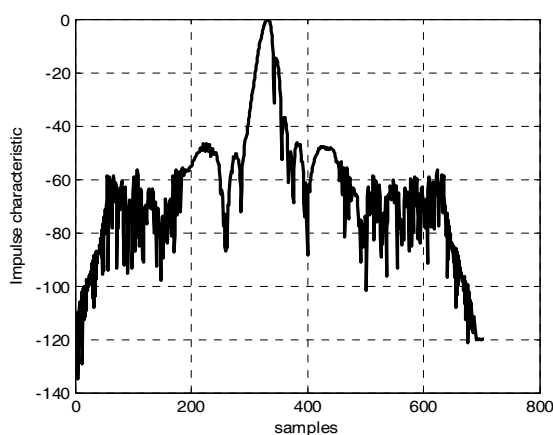


Рис. 3. КФ для доплеровского сдвига 20 кГц

предлагаемая обработка НЧМ сигнала позволяет сохранить форму протяжённых объектов и точность измерения мощности отраженного сигнала от протяжённых объектов, практически такую же, как и в случае использования локатора с простым сигналом.

Литература

1. Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Гидрометеиздат, Ленинград, 1988. Richard J. Doviak, Dusan S. Zrnic. Doppler Radar and Weather Observation. Academic Press, Inc, 1984.

2. T. A. Alberts, P. B. Chilson School of Meteorology, B. L. Cheong, R. D. Palmer School of Meteorology, University of Oklahoma, Norman, Oklahoma, USA, M. Xue Center for Analysis and Prediction of Storms, Norman, Oklahoma, USA. Evaluation of Binary Phase Coded Pulse Compression Schemes Using and Time - Series Weather Radar Simulator.

3. Родионов В. В., Рукавишников В. М., Филонов Ю. В. Методы формирования и обработки радиолокационных сигналов с малой базой и низким уровнем боковых лепестков функции неопределённости по дальности. VII Международная научно-техническая конференция Радиолокация, навигация, связь, Т. 3, Воронеж, 2001, стр. 1460 – 1467.

4. Gennady P. Bendersky, Viacheslav S. Efremov, Rudolf M. Sedletsky. The Synthesis of Generalized Barker Codes for Air Traffic Control Radars. India, IRSI, 2003.

5. Gennady P. Bendersky, Viacheslav S. Efremov, Rudolf M. Sedletsky. The Synthesis of Signal, Steady to Doppler Shift of Frequency for Air Traffic Radar Control Radars. India, IRSI, 2003.

ИЗУЧЕНИЕ ТУРБУЛЕНТНОСТИ ВОЗДУШНЫХ МАСС В ГРОЗОВЫХ ОБЛАКАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС

Луценко В.И., Луценко И.В.

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины,
61085, Харьков, ул.Академика Проскуры

Тел.: (8057) 720-33-40, e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

The method of estimation of the turbulent pulsations of the air weights velocity in the storm clouds by the moment characteristics of the spectrums the signals scattered from hydrometeors is produced in this project. Using the first moment of the characteristics of the scattered signal spectrum one can estimate shifted characteristics of the air stream, and using the second moment one can estimate velocity spread of the scatterers strictly connected with the dispersion of the stream fluctuations inside the cloud.

1. Введение. Многие атмосферные явления представляют опасность для воздушного и морского транспорта. Для нужд авиации и флота необходимы сведения, которыми климатологи не располагали ранее, а также совершенствование методов прогноза погоды, внедрение средств и методов вычисления будущего состояния метеорологических величин (атмосферного давления, ветра, температуры воздуха), расчета перемещения и эволюции опасных синоптических объектов, таких, как циклоны, их ложбины с атмосферными фронтами, антициклоны, гребни и т. п. Одним из таких опасных явлений является сдвиг ветра.

Сдвиг ветра – это изменение вектора ветра (скорости и направления ветра) на единицу расстояния. Сдвиг ветра является показателем неустойчивости состояния атмосферы, способной вызывать болтанку самолета, создавать помехи полетам и даже – при некоторых значениях его величины – угрожать безопасности полетов. Вертикальный сдвиг ветра более 4 м/с на 60 м высоты считается опасным для полетов метеорологическим явлением. В настоящей работе предлагается подход к анализу турбулентных пульсаций, в том числе, и носящих характер сдвига по характеристикам рассеянного гидрометеорами сигнала.

2. Оценка степени пространственной неоднородности воздушного потока по спектрам рассеянных гидрометеорами сигналов. Пусть $S(f, R, \theta, \beta)$ - спектр рассеянного грозовым облаком сигнала при дальности R , азимуте θ и угле места β отражающего элемента облака:

$$S(f, R, \theta, \beta) = F(S(t, R, \theta, \beta)) = \int_0^{T_0} \exp(i2\pi ft) S(t, R, \theta, \beta) dt \quad (1)$$

где f – частота Доплера, а $T_0 = \Delta\theta / v_0$ - длительность временного сегмента, в течение которого антенна сместилась на ширину диаграммы направленности, и который используется для получения спектра, $F(\bullet)$ – Фурье преобразование. Пересчитав доплеровское смещение частоты с использованием известного эффекта Доплера $V = \lambda f / 2$ можно оперировать со спектром скоростей движения рассеивателей: $S(V, R, \theta, \beta)$. Зависимость m -моментной характеристики спектра $l_m(R, \theta, \beta)$ от пространственных координат определяется как:

$$l_m(R, \theta, \beta) = \int_0^{\infty} V^m S(V, R, \theta, \beta) dV \quad (2)$$

Средняя интенсивность $I_0(R, \theta, \beta)$, скорость - $V_0(R, \theta, \beta)$ и дисперсия разброса скоростей рассеивателей $\sigma_V^2(R, \theta, \beta)$ определяются соотношениями:

$$I_0(R, \theta, \beta) = l_0(R, \theta, \beta)$$

$$V_0(R, \theta, \beta) = l_1(R, \theta, \beta) / l_0(R, \theta, \beta) \quad (3)$$

$$\sigma_V^2(R, \theta, \beta) = l_2(R, \theta, \beta) / l_0(R, \theta, \beta),$$

где $V_T = \lambda F_T / 2$ - первая слепая скорость, определяемая частотой повторения импульсов F_T .

РЛС измеряет проекцию вектора скорости воздушного потока на направление облучения. Пусть

$$\vec{V}_0(R, \theta, \beta) = V_H(R, \theta, \beta)(\cos \theta_0 + i \sin \theta_0) + jV_V(R, \theta, \beta) \quad (4)$$

поле скоростей ветра в полярной системе координат, где $V_H(R, \theta, \beta)$ - модуль горизонтальной составляющей скорости ветра в точке с координатами (R, θ, β) , а θ_0 - азимут ветра, а $V_V(R, \theta, \beta)$ - модуль вертикальной составляющей скорости ветра. Измеренная РЛС проекция вектора скорости на направление облучения:

$$V_0(R, \theta, \beta) = V_H(R, \theta, \beta) \cos(\theta_0 - \theta) \cos \beta + V_V(R, \theta, \beta) \sin \beta \quad (5)$$

Предполагая, что в трех соседних точках по азимуту $\{(\theta - \Delta\theta), (\theta), (\theta + \Delta\theta)\}$ параметры воздушного потока неизменны, и $\Delta\theta \leq 1$ можно получить выражения для определения горизонтальной и вертикальной проекций вектора скорости:

$$\Delta = \theta_0 - \theta = -\arctg \left(\frac{\Delta\theta}{2} \frac{V_0(R, \theta + \Delta\theta, \beta) - V_0(R, \theta - \Delta\theta, \beta)}{(V_0(R, \theta + \Delta\theta, \beta) + V_0(R, \theta - \Delta\theta, \beta) - 2V_0(R, \theta, \beta))} \right);$$

$$V_H(R, \theta, \beta) = \frac{1}{2\Delta\theta} \frac{V_0(R, \theta + \Delta\theta, \beta) - V_0(R, \theta - \Delta\theta, \beta)}{\cos \beta \sin(\theta_0 - \theta)}; \quad (6)$$

$$V_V(R, \theta, \beta) = \frac{V_0(R, \theta, \beta) - V_H(R, \theta, \beta) \cos \beta (\cos(\theta_0 - \theta))}{\sin \beta}$$

Соотношение (6) позволяют по вычисленным моментным характеристикам (2) оценить горизонтальную и вертикальную составляющие скорости ветра по измеренным в трех точках проекциям вектора скорости на направление облучения РЛС. Следует иметь в виду, что при горизонтальной ориентации луча антенны РЛС происходит вырождение уравнения для вертикальной составляющей скорости ветра.

Для экспериментов использовался когерентно – импульсный радиолокатор с длиной волны излучения 2см, длительностью импульса 0,4мкс, мощностью 0,3кВт, частотой повторения 4кГц и шириной диаграммы направленности около 2° по азимуту и 5° – углом места. Облучение пространства и прием отраженных сигналов осуществлялись на вертикальной поляризации.

Сигнал с выхода фазового детектора приемного устройства вводился в компьютер. Одновременно в компьютер вводились метки смены направления сканирования. В качестве примера на рис. 1а приведены две реализации характеризующие поведение амплитуды рассеянного снегом сигнала $S(\theta)$ от азимутального угла облучения, полученные при двух углах места β относительно горизонта. На рис.1б приведены спектрограммы отражений от снежного заряда при сильном порывистом ветре, полученные по сегментам длительностью около 0.25с. Интенсивность спектральной компоненты пропорциональна яркости ее отметки. Видно, что как для интенсивности рассеянного сигнала, так и спектрограмм характерна пространственная неоднородность. Существуют зоны, в которых наблюдается повышенная интенсивность, а она связана с интенсивностью осадков, а так-

же доплеровских смещений частоты, связанных с более высокими скоростями движения частиц гидрометеоров. При увеличении угла места с 6^0 (кривые а, с рис.1) до 12^0 (кривые b, d рис.1) проекция скорости движения снежных частиц на направление облучения возрастает (рис.1 б). Возрастает и интенсивности рассеянного сигнала (рис. 1 d), что связано с большей плотностью рассеивающих частиц снега в этой области пространства.

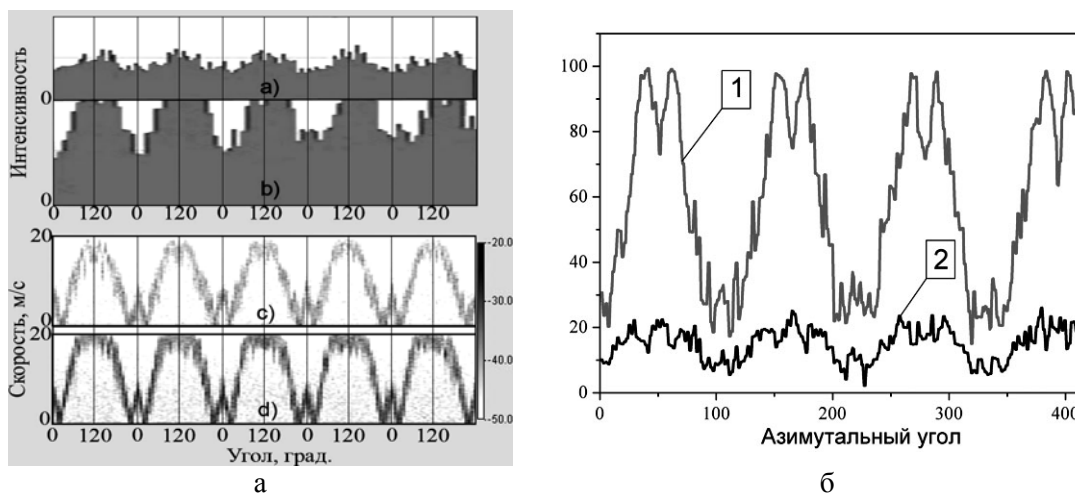


Рис.1. Характеристики рассеяния снегом за несколько периодов обзора РЛС: дальность 1400 м, азимут 140^0 , сектор сканирования 120^0 : временные реализации – а,b; спектры –с,d; а,с – угол места 6^0 ; b,d – угол места 12^0 ; б – нулевой (интенсивность) – 1 и первый (скорость) – 2 моменты отражений от снега, угол места 6^0 ; оси условные единицы азимута, скорости, интенсивности

С использованием соотношений (2,3) и экспериментальных данных получены зависимости от азимутального угла облучения первых двух моментов спектра рассеянного снегом сигнала, характеризующие изменение интенсивности и средней скорости рассеивателей – рис1 б. При оценке скорости необходимо учитывать следующее:

1. Если доплеровское смещение частоты рассеянного сигнала, пересчитанное в скорость $V \geq V_T / 2$, то измеренное значение скорости $\hat{V} = V_T - V \leq V_T / 2$ необходимо пересчитать в истинное значение.

2. При сканировании антенны переход от облучения навстречу ветру к направлению по ветру приводит к смене знака доплеровского смещения частоты, однако в РЛС без квадратурного канала все частоты (скорости) отображаются как положительные $\hat{V} = |V|$. При обработке необходимо восстановить знак скорости.

3. Сворачивание частот спектра приводит к смещению оценок моментных характеристик. Это обстоятельство можно учесть, пересчитав измеренные скорости, полученные до корректировки эффектов сворачивания, по соотношению:

$$V_1 = \frac{V_0}{2} \frac{V - V_{\min}}{V_{\max} - V_{\min}}, \quad (7)$$

где V_{\max}, V_{\min} оценки скорости, полученные с использованием соотношений (2,3) для азимутальных углов, при которых скорость становится больше половины слепой и становится равной нулю.

С учетом сделанных замечаний для двух углов места получены зависимости изменения проекции скорости на направление облучения снежинок от азимутального угла облучения по нескольким периодам обзора – рис. 2 а, в. Там же – кривая 1 приведено значение скорости, полученное путем усреднения по ансамблю и в пределах скользящего окна по азимуту. Используя эти данные, были посчитаны уклонения между средним зна-

чением в обзоре и средним по всем обзорам, которые и характеризуют неоднородность поля скоростей ветра в пределах сектора сканирования – рис. 2 б, г.

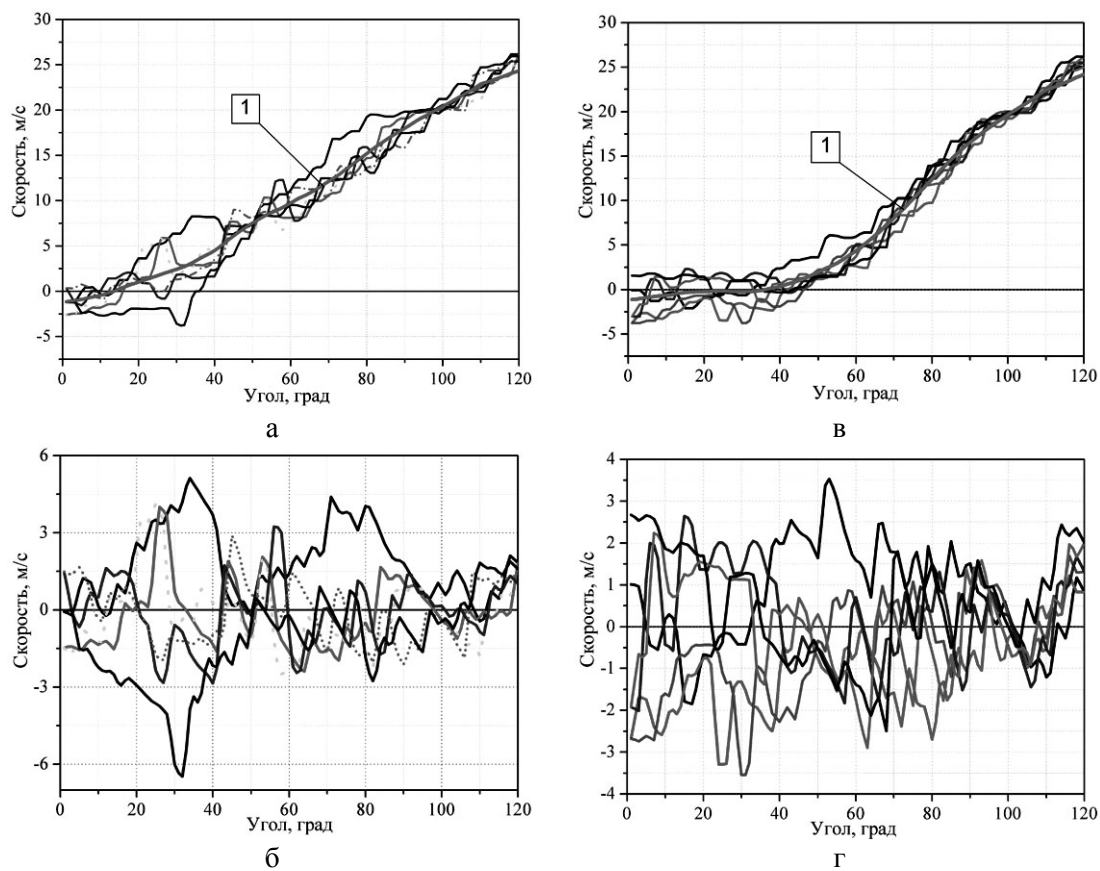


Рис. 2. Скорости и их уклонение от среднего для нескольких периодов обзора и углов места : а, б – угол места 6° ; в, г – угол места 12° ; а, в скорости в зависимости от азимута, 1 – средняя скорость; б, г – уклонение скорости от среднего значения для различных азимутальных углов

Видно, что для представленных экспериментальных данных для азимутальных углов 30° - 40° при угле места 6° уклонения от среднего превышают 5 м/с , и сильно изменяются от обзора к обзору. Это означает, что при данных азимутах наблюдаются значительные пульсации средней скорости воздушного потока и данная ситуация может представлять опасность при полетах воздушного транспорта. Для угла места 12° распределение уклонений скорости по азимутальным углам более равномерно и имеет меньшую величину.

3. Заключение. Моментные характеристики спектра отражений от зон выпадения осадков могут использоваться для оценки турбулентности воздушных потоков. Уклонение среднего значения скорости рассеивателей от текущего, оцененное по спектрам отражений, позволяет обнаружить зоны повышенной турбулентности, представляющих опасность для авиации. Совместный анализ интенсивности рассеяния, скорости перемещения воздушных масс и среднеквадратичного значения турбулентных пульсаций скоростей рассеивателей позволяют оценить очаги грозовой активности, представляющие наибольшую опасность.

ПОРТАТИВНАЯ РЛС S-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ОСАДКОВ И ОБЛАЧНЫХ СИСТЕМ

Юдин С.В., Олейников В.Н., Евсеев Д.Б., Соляник О.А., Татарец Л.П.,
Нестеренко Г.В., Литвин-Попович А.И., Иванова Е.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, кафедра РЭС, 8(057)702-15-87, e-mail: udin@ukr.net

Portable S-band radar was designed at the Kharkov National University of Radio Electronics to monitor the vertical structure of precipitation and cloud systems. Built radar is small size, high reliability and low cost. It allows for long, self-monitoring rainfall. S-band is the most widely used in weather radar.

Облачные системы играют существенную роль в формировании погодных условий на Земле. Для выяснения параметров термодинамических процессов при выпадении осадков необходима разработка глобальной модели структуры конвективных облачных систем. Несмотря на то, что данные спутников дают полезную информацию о горизонтальном распределении облаков, они не в состоянии обеспечить детальную информацию о вертикальной структуре облачности. В настоящее время проводятся несколько международных программ, непосредственно посвященных проблеме изучения вертикальной структуры облачных систем.

В течение последнего десятилетия РЛС вертикального зондирования (РЛС ВЗ) стали признанным инструментом метеорологических исследований. Они работают в более длинноволновом диапазоне, чем погодные РЛС. Это обусловлено тем, что при работе по ясному небу основным механизмом рассеяния является Брэговское рассеяние от неоднородностей показателя преломления, образованными атмосферной турбулентностью.

Несмотря на то, что основным применением РЛС ВЗ является измерение скорости ветра, в последнее время все чаще они используются и для исследования мелкомасштабных характеристик облачных систем и процесса образования осадков. РЛС ВЗ позволяют получать непрерывную картину развития процесса выпадения осадков в вертикальном направлении вплоть до нескольких сотен метров от поверхности.

Разработанные в ХНУРЭ РЛС ВЗ [1,2] диапазонов 0,4 ГГц и 1 ГГц имеют ограниченную чувствительность к отражениям от гидрометеоров на больших высотах. Портативная РЛС S-диапазона (или диапазон 3 ГГц) разрабатывалась для увеличения высотного диапазона изучения облачных систем. Она позволяет проводить непрерывные наблюдения с высоким временным и пространственным разрешением. S-диапазон является наиболее широко используемым в погодных РЛС.

Выбранная рабочая частота обеспечивает существенное увеличение чувствительности по сравнению с другими традиционно используемыми в метеорологии диапазонами частот миллиметрового диапазона (33 и 94 ГГц). С помощью РЛС S-диапазона можно лучше наблюдать процесс выпадения осадков и структуру конвективных облачных систем, но границы и толщина облаков просматриваются менее четко чем на РЛС миллиметрового диапазона.

Разработанная РЛС S-диапазона является станцией вертикального зондирования, обладает высокой чувствительностью для обнаружения осадков на стадии их образования.

Оборудование РЛС имеет небольшие размеры и может, при необходимости, быть развернуто в удаленном пункте наблюдения. Стоимость проведения наблюдений относительно мала. РЛС позволяет получать вертикальные профили облачных систем с высоким разрешением: временное разрешение составляет 3 с, разрешение по высоте 60 м. Результаты зондирования дают непрерывную картину распределения облачности, обладают большой наглядностью, существенной для синоптического анализа, и в значительной мере помогают более правильно осмыслить данные метеорологических наблюдений.

При разработке антенны РЛС кроме требований по обеспечению необходимого усиления предъявляются весьма жесткие требования по уровню боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) антенны расположенных под малыми углами места. Наличие боковых лепестков приводит к появлению помех за счет сигналов отраженных от наземных предметов: зданий, мачт, деревьев и т.д.

В РЛС используется две прямофокусные параболические антенны диаметром 1.8 м, используемые соответственно для излучения и приема. Отношение длины фокусного расстояния к диаметру антенны составляет около 0.42. Такое соотношение позволяет получить оптимальное усиление антенны при использовании облучателя в виде открытого конца круглого волновода. Облучатель антенны возбуждается двумя ортогональными штырями, что позволяет проводить оценку поляризационной структуры принятого сигнала. Ширина диаграммы направленности антенны на уровне -3 дБ составляет 4° .

Конструктивно отражающая поверхность антенны выполнена из 16 радиальных секторов. Стабильность формы профиля параболы обеспечивается жесткостью несущего каркаса. Апертура антенны окружена конической блендой высотой один метр. В плане бленда имеет форму восьмигранника. Кромка бленды снабжена радиочастотным поглотителем выполненным из углепластикового волокна. Бленда позволяет перераспределить боковые лепестки ДН антенны в пространстве, минимизировав их уровень для малых углов места.

Передающее устройство РЛС представляет функционально законченный модуль и выполнено на базе магнетрона. Передающее устройство имеет небольшие геометрические размеры и устанавливается в фокальной точке передающей антенны, что позволяет устранить дополнительные потери.

Радиоприёмное устройство реализовано по схеме супергетеродина с двойным преобразованием частоты. Конструктивно приёмник состоит из конвертора, устанавливаемого вместе с облучателем в фокусе приёмной антенны и тракта промежуточной частоты. В состав конвертора входит малошумящий усилитель (МШУ), фильтр зеркального канала, балансный смеситель, синтезатор частоты, фильтр промежуточной частоты и предварительный усилитель ПЧ. Далее через кабель снижения сигнал поступает в тракт промежуточной частоты. Питание конвертора осуществляется через кабель снижения с использованием инжектора. Для реализации фильтра зеркального канала приёмника использован фильтр в микрополосковом исполнении на пяти четвертьволновых резонаторах по схеме включения "встречных стержней", подавление зеркального канала не менее 35дБ. Тракт ПЧ включает фильтр ПАВ, логарифмический усилитель с динамическим диапазоном 80 дБ.

С выхода приемного устройства сигнал подается на 14-битное устройство аналогово-цифрового преобразования с частотой дискретизации 10 МГц. Полученные временные последовательности подвергаются некогерентному накоплению, после чего записываются на жесткий диск. В реальном масштабе времени, на основании получаемых данных, на мониторе отображается высотнo-временные зависимости амплитуды отраженного сигнала представленные цветовой кодировкой. Предусмотрена возможность автоматического сохранения визуализированных результатов зондирования в файлы графического формата.

Параметры РЛС приведены в таблице:

Рабочая частота	S диапазон
Импульсная мощность	0,5 кВт
Длительность зондирующего импульса	0,4 мкс.
Период следования импульсов	300 мкс.
Диаметр приемной и передающей антенн	1,8 м
Разрешение по высоте	60 м
Высотный диапазон зондирования:	
работа по атмосферным неоднородностям	до 2 км
работа по гидрометеорам	до 16 км

Сравним результаты радиолокационного наблюдения процесса выпадения осадков, полученные на РЛС ВЗ ХНУРЭ диапазонов 0,4 ГГц и 1 ГГц (частоты 490 МГц и 912 МГц), рис. 1, и на РЛС S-диапазона, рис. 2,3. Результаты зондирования отображены в виде высотно-временных зависимостей уровня рассеянных сигналов. Интенсивность сигнала отображается модуляцией плотности изображения.

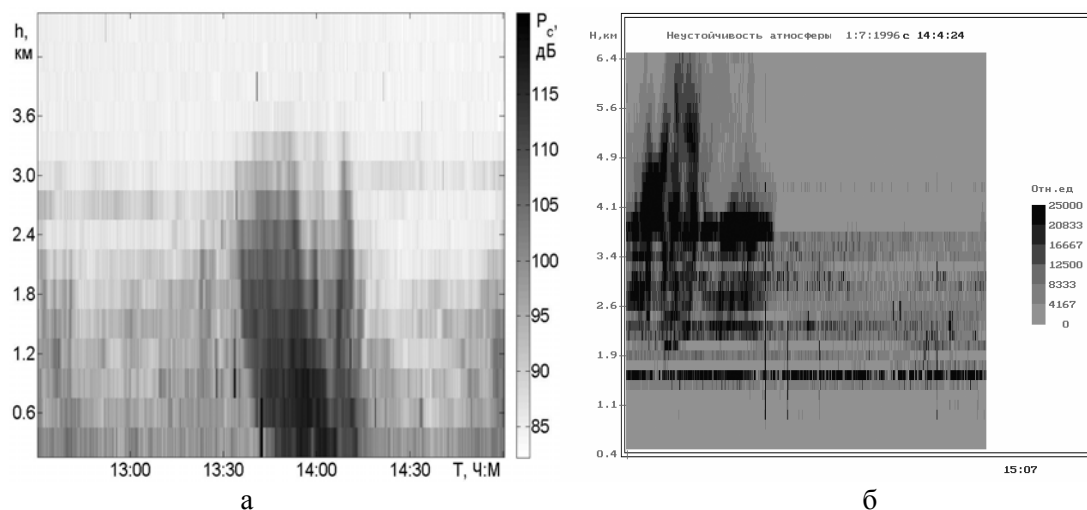


Рис. 1. Высотно-временное поле рассеянного сигнала при радиолокационных наблюдениях выпадения осадков, полученные на РЛС ВЗ: а – на частоте зондирующего сигнала – 490 МГц., б – на частоте зондирующего сигнала – 912 МГц

Результаты зондирования представленные на рис. 1 имеют недостаточную пространственно-временную детализацию, кроме этого имеются проблемы с подавлением боковых лепестков.

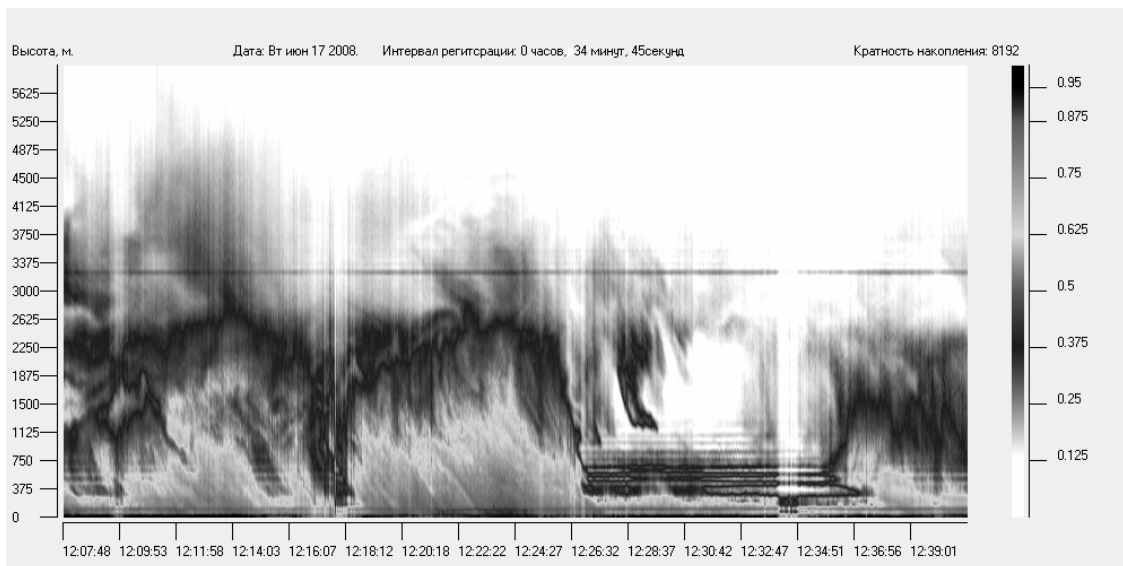


Рис. 2. Высотно-временное поле рассеянного сигнала при радиолокационных наблюдениях выпадения осадков, полученные на РЛС ВЗ S-диапазона

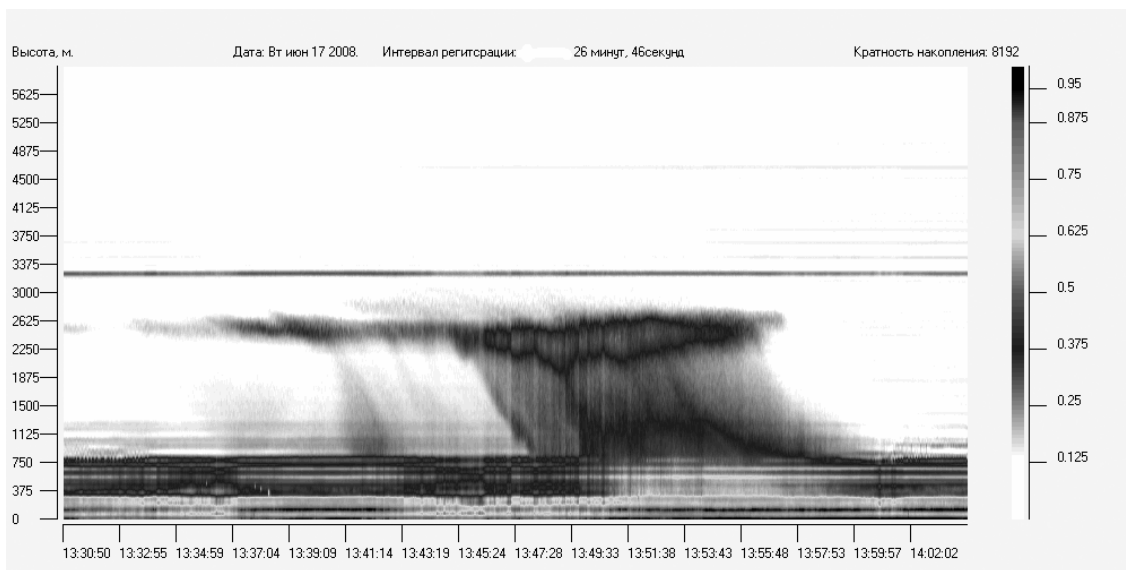


Рис. 3. Высотно-временное поле рассеянного сигнала при радиолокационных наблюдениях выпадения осадков, полученные на РЛС ВЗ S-диапазона

Результаты приведенные на рис. 2, 3 показывают, что ввиду существенной частотной зависимости мощности сигнала при Рэлеевском механизме рассеяния, процессы формирования и выпадения осадков просматриваются значительно более детально на разработанной РЛС S-диапазона. Портативная РЛС S-диапазона обладает существенными преимуществами по сравнению с РЛС ВЗ при исследовании структуры облачности и осадков.

Вид выпадающих осадков (дождь, снег) обнаруживается по скорости падения, более детальная информация может быть получена при использовании поляризационных и доплеровских методов обработки результатов наблюдений.

Литература

1. Олейников В.Н., Соляник О.А., Карабанов А.Г. Низкопотенциальная атмосферная РЛС вертикального зондирования // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. техн. сб. 1998. Вып.107. С. 24-27.

2. Кашеев Б.Л., Олейников В.Н., Слипченко Н.И. и др. Радиолокационный ветровой профилометр «Харків» // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. техн. сб. 2001. Вып. 120. С. 42-49.

АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Литвин-Попович А.И., Олейников В.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, кафедра РЭС

Тел. 8(057)702-15-87, e-mail: andrey_res@ukr.net

Radar wind profilers are used widely for atmospheric state monitoring for means of an air transport meteorological support, ecological monitoring, and atmospheric physics studying. These systems used electromagnetic wave scattering on nonhomogeneities of dielectric permeability. In comparison with target-detection radars, wind profilers are used to work with a lot weaker signals that cause some special aspects in the signal processing systems used there.

Радиолокационные системы вертикального зондирования атмосферы (РЛС ВЗ), наряду с системами радиоакустического зондирования (РАЗ), лазерными локационными системами (лидарами) и метеорологическими радиолокаторами (МРЛ) широко применяются для дистанционного мониторинга состояния атмосферы. Условия применимости и характеристики систем дистанционного зондирования обусловлены их принципом действия [1] – так, МРЛ неэффективен в отсутствии облачности или зон осадков, высотный диапазон системы РАЗ ограничен несколькими сотнями метров вследствие затухания акустической волны в атмосфере, а значительное поглощение оптических волн облаками ограничивает применимость лидаров. РЛС ВЗ, из рассматриваемых систем, обеспечивают работу в различных погодных условиях, включая осадки, при этом имея высотный диапазон обзора порядка до 16...18 км в зависимости от энергетического потенциала конкретной РЛС.

Работа РЛС ВЗ основана на рассеянии электромагнитных колебаний неоднородностями диэлектрической проницаемости атмосферы, образование которых обусловлено наличием атмосферной турбулентности. Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) неоднородностей в импульсном объеме определяется как $\sigma_0 = \sigma_V \cdot V_u$, где $\sigma_V = 0,38 C_n^2 / \sqrt[3]{\lambda}$, структурная функция коэффициента преломления C_n^2 может быть аппроксимирована зависимостью $C_n^2 = 10^{-(15,5+0,2h)}$, а импульсный объем $V_u = \frac{h^2 \pi^2 \lambda^2 c \tau_u}{8 A_{эф}}$ [1,2] и имеет порядок 10^{-9} м^2 .

Малый уровень рассеянного сигнала приводит к необходимости применения последетекторного накопления энергии рассеянного сигнала.

Дополнительными факторами, влияющими на метрологические характеристики РЛС ВЗ, являются помехи: земная помеха (ЗП); мешающие отражения от летательных аппаратов, птиц и насекомых; промышленные помехи. Повышение требований к оперативности и точности оценивания метеопараметров и появление более совершенных аппаратурных и вычислительных средств создают предпосылки к разработке и внедрению более эффективных методов обработки сигналов в РЛС ВЗ.

Когерентное накопление энергии сигнала проводится во временной области путем усреднения N значений рассеянного сигнала с каждой из высот за определенный интервал времени. Выигрыш в отношении сигнал/шум составляет $\Delta q = 10 \cdot \log(N)$, при этом время накопления не должно превышать интервал стационарности рассеянного сигнала, который составляющий $T_k = 0,2 \lambda / \sigma_V$, где λ - длина волны РЛС, а σ_V^2 - дисперсия скоростей ветра в импульсном объеме [1]. Вместе с тем, диапазон однозначно определяемых скоростей зависит от времени накопления, что ограничивает кратность когерентного накопления. Промахи измерений для всех методов наблюдаются при выходе скорости ветра за пределы диапазона однозначного определения.

Поскольку необходимый диапазон измеряемых скоростей ветра определяется метеобстановкой, меняется во времени и непостоянен с высотой, целесообразно устанавливать кратность когерентного накопления для каждой из высот в отдельности, периоди-

чески обновляя оценки кратности накопления на основании оценок максимальной скорости ветра. Оценивание оптимального времени когерентного накопления производится по формуле $t = \frac{c \cdot n_p}{v_{\max} \cdot f_0}$, где n_p - количество точек в реализации, c - скорость света в вакууме, v_{\max} - максимальная скорость ветра на данной высоте $v_{\max} = 3\sigma(v)$, f_0 - несущая частота РЛС. Оценивание v_{\max} производится при малой кратности когерентного накопления, заведомо обеспечивающей однозначное измерение любых возможных скоростей ветра.

Некогерентное накопление реализуется путем суммирования N спектров [2]. При этом достигается выигрыш в отношении сигнал/шум $\Delta q = 10 \cdot \log(\sqrt{N})$, если изменение центральной частоты сигнала за время накопления не превышает ширины спектра сигнала. Целесообразно выбирать кратность некогерентного накопления для каждого высотного слоя в отдельности на основании анализа предыстории развития атмосферных процессов. На рисунке 1 приведена зависимость выигрыша в отношении сигнал/шум от диапазона скоростей при фиксированном суммарном времени накопления.

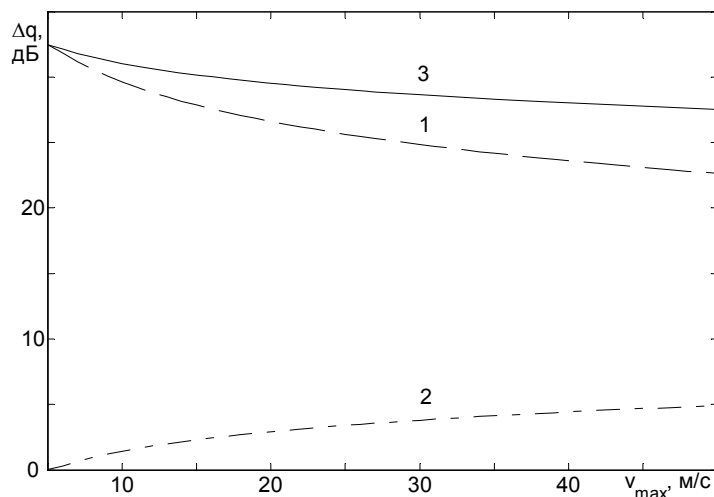


Рис. 1. Зависимость предельного выигрыша в отношении сигнал/шум, получаемого при когерентном (1), и некогерентном (2) накоплении, а также суммарного выигрыша при их совместном применении (3), от диапазона скоростей ветра

Земная помеха представляет собой отражение зондирующего сигнала от земной поверхности, зданий и сооружений, регистрируемое по боковым и задним лепесткам диаграммы направленности (ДН) антенны. Несмотря на значительное подавление ЗП боковыми лепестками ДН, превышение ЭПР земной поверхности над ЭПР атмосферных неоднородностей обуславливает отношение мощности ЗП к мощности рассеянного сигнала порядка 20...40дБ для малых высот. При этом погрешность параметризации спектров рассеянных сигналов значительно превосходит предельное значение, принятое в рекомендации ИСАО для систем метеобеспечения авиации [1], рис. 2.

Для снижения влияния ЗП на точность измерения метеопараметров, применяют как аппаратные (бленды на антеннах РЛС, дополнительный приемный канал с ненаправленной антенной), так и алгоритмические (различные режекторные фильтры) методы. Режекторные фильтры реализуют подавление ЗП в частотной области и обеспечивают значительный эффект, когда спектры ЗП и рассеянного сигнала не перекрываются. В случае частотного перекрытия, фильтр искажает рассеянный сигнал, что приводит к смещению оценок метеопараметров (рис. 3, 1 - без фильтра, 2,3 - режекторные фильтры).

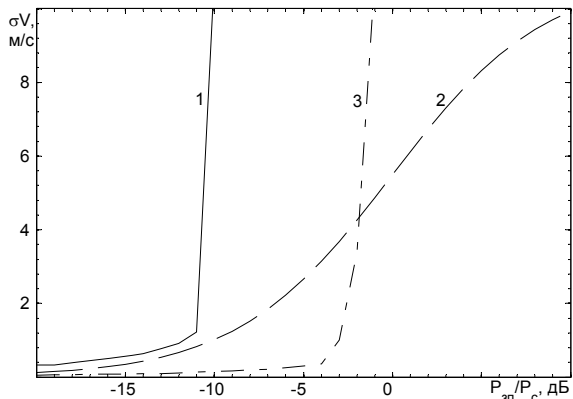


Рис. 2. Зависимость СКО оценки скорости ветра от отношения мощности ЗП к мощности рассеянного сигнала [4]

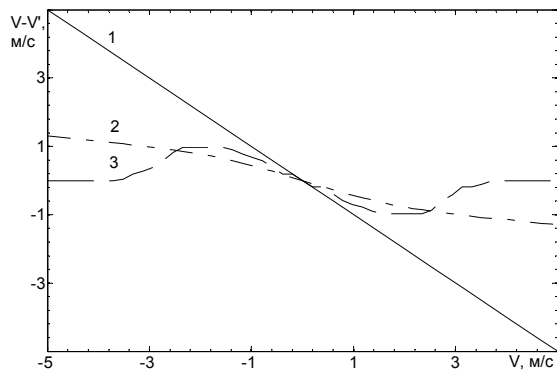


Рис. 3. Зависимость отклонения оценки скорости ветра от истинного значения скорости ветра. Отношение мощности ЗП к мощности рассеянного сигнала -5дБ.

Для подавления земной помехи может использоваться вейвлет-фильтр ([3], рис. 4). Принцип действия фильтра основан на ограничении коэффициентов вейвлет-разложения суммы рассеянного сигнала и земной помехи. По сравнению с методами, основанными на частотных спектрах сигналов, обеспечивается лучшее разделение коэффициентов.

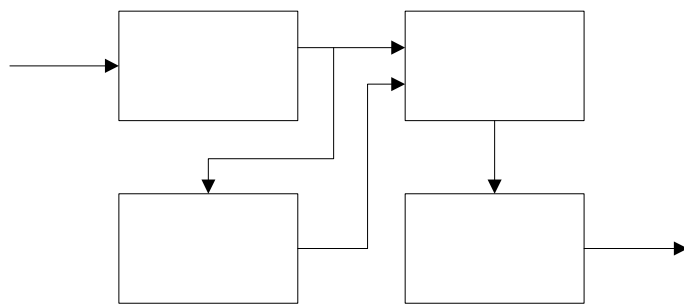


Рис. 4. Структурная схема вейвлет-фильтра земной помехи

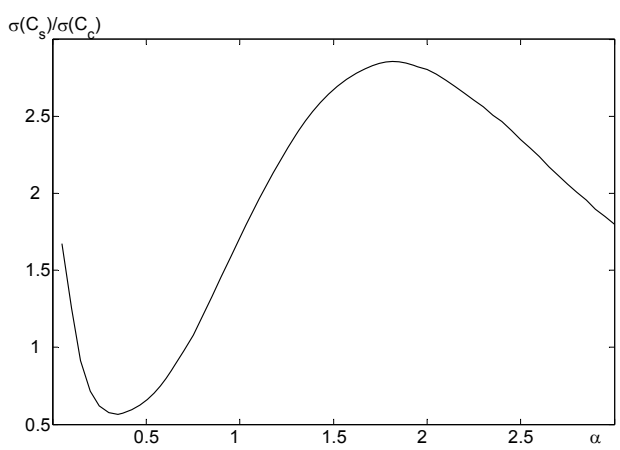


Рис. 5. Зависимость отношения СКО коэффициентов сигнала к СКО коэффициентов ЗП

Вейвлет выбирается из условия ускорения сходимости ряда результатов разложения, порог – из условия максимального отношения СКО коэффициентов разложения рассеянного сигнала к СКО коэффициентов разложения ЗП (рисунок 5). Наиболее предпочтительным из рассмотренных вейвлетов по итогам имитационного моделирования оказался DB3. Результаты имитационного моделирования процесса подавления ЗП приведены на рис. 6-7. Значение порога, соответствующего минимальной СКО оценки скорости ветра, согласуется с результатами, приведенными на рис. 6.

Вейвлет-фильтр с жестким ограничением коэффициентов [3] эффективен в области значительных уровней ЗП, однако имеет большую остаточную погрешность в отсутствие ЗП.

Исходные реализации Дискретное вейвлет-преобразование

преобразование

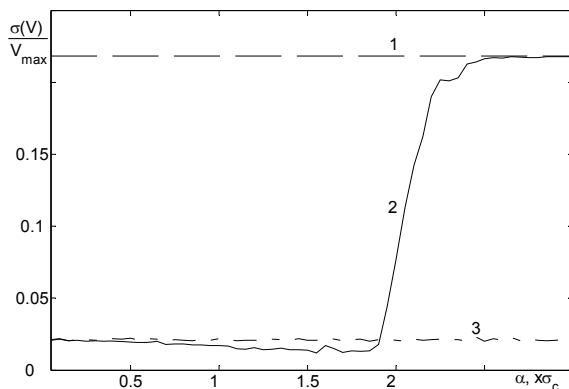


Рис. 6. Зависимость СКО оценки скорости ветра от порога ограничения. Входное отношение мощностей ЗП/сигнал 20 дБ, значение СКО без фильтра отмечено пунктиром (1). Вейвлет DB3, мягкое ограничение (2), жесткое ограничение (3)

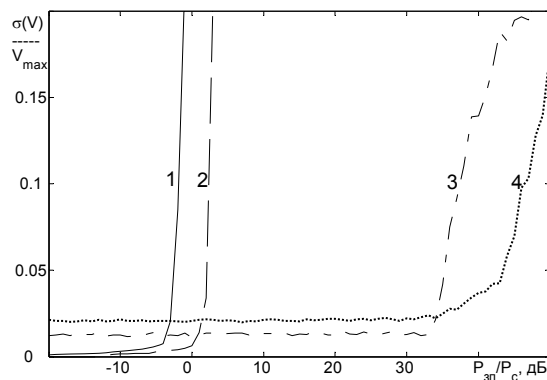


Рис. 7. Зависимость СКО оценки скорости ветра от отношения мощности ЗП к мощности рассеянного сигнала: 1 – без фильтра, 2 – режекторный фильтр, 3...4 – вейвлет-фильтры (3 – мягкое ограничение, 4 – жесткое ограничение)

Рассмотренный метод адаптивного управления кратностью накопления позволяет получить выигрыш в отношении сигнал/шум порядка 3...8 дБ по сравнению с постоянной кратностью за счет учета специфики среды распространения радиоволн. Вейвлет-фильтр земной помехи обеспечивает выигрыш в подавлении ЗП порядка 20 дБ по сравнению с режекторным фильтром, что позволяет снизить погрешность оценивания метеопараметров в приземном слое, где влияние земной помехи наиболее существенно.

Литература

1. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Харьков: Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. 426 с.
2. Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские локаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеиздат, 1988. 503 с.
3. Volker Lehmann and Gerd Teschke. Wavelet based methods for improved wind profiler signal processing. Ann. Geophysicae, 19,825-836, 2001.

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННОГО СОСТОЯНИЯ ТЕОРИИ И ПРАКТИКИ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Карташов В.М., Бабкин С.И., Волох А.В., Пащенко С.В., Яценко П.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Украина, 61166, Харьков, пр.Ленина,14

Тел. (057) 70-21-587, e-mail: res@kture.kharkov.ua

The analysis of a current status of theory and practice of radio-acoustic sounding systems (RASS), which have been under development since 1961 for remote sensing the profiles of vertical air temperature and humidity and wind velocity and direction, is made. A traditional construction scheme of the RASS, as implemented in practically all known systems, is singled out. Methods used for radio-acoustic atmosphere sounding for the purpose of collecting relevant meteorological information are examined. It's pointed out that all problems of system, technical nature, arising in the course of development of the RASS, were resolved before 2000 by engineering, experimental way. Later on creation of the RASS theory started, and problems of synthesis and optimization of systems, devices, signals were formulated. In this connection an adequate constructive model of a radio-acoustic location channel and synthesized signal processing algorithms are under examination.

1. Введение. В настоящее время системы радиоакустического зондирования (РАЗ) позволяют дистанционно определять основные метеорологические величины (температуру и влажность воздуха, скорость и направление ветра) и являются перспективным средством метеонаблюдений. Несовершенство станций РАЗ, находящихся в эксплуатации, обусловлено недостаточным уровнем развития теории систем РАЗ и методического обеспечения деятельности инженеров-разработчиков. Характерные особенности таких систем в сравнении с другими разнообразными локационными системами обусловлены, прежде всего, уникальностью рассеивающего объема – акустического волнового пакета, на котором наблюдается рассеяние радиоволн. Именно вследствие особенностей объема рассеяния существующие методы синтеза и анализа радиосистем и устройств не востребованы в достаточной мере при проектировании и оптимизации станций РАЗ.

2. Анализ структуры систем РАЗ. В первых системах РАЗ использовались импульсные радио и акустические сигналы и строились они по моностатической схеме, в которой фазовые центры всех антенн совмещены в одной точке. В большинстве последующих систем РАЗ применялось импульсное акустическое излучение и непрерывное монохроматическое радиоизлучение, использовались отдельные, разнесенные на некоторое расстояние, передающая и приемная радиоантенны. Акустическая антенна, как правило, располагается посередине между радиоантеннами. Такая схема расположения антенн в совокупности с указанной выше комбинацией зондирующих радио и акустического сигналов (схема построения системы) получила название <<основной>>. К середине 80-х годов прошлого столетия, когда, в основном, сформировались принцип построения и структура доплеровской системы РАЗ, в мире насчитывалось около 10 работающих установок, большинство из которых были построены по основной схеме [1]. Некоторые структурные особенности имеет установка РАЗ-10, разработанная в Харьковском институте радиоэлектроники (ныне ХНУРЭ) [2]. Здесь радио и акустическая антенны размещаются так же, как и в основной схеме, только на вращающейся платформе, а акустическая антенна, кроме того, может перемещаться в направлении, перпендикулярном линии, соединяющей центры радиоантенн. Сделано это с целью компенсации в небольших пределах ветрового переноса звукового пакета. Если ранее (в 70-80-е годы) большинство систем РАЗ разрабатывалось группами экспериментаторов и изготавливалось в единичных экземплярах, то позднее (наряду с уникальными, единичными разработками) был начат также мелкосерийный выпуск подобных станций.

Радиоканал систем РАЗ реализуется по схеме <<истинной когерентности>>, когда выходной сигнал радиопередатчика и все гетеродинирующие напряжения приемника формируются от одного высокостабильного задающего генератора путем умножения его

частоты в необходимое число раз.. Такая схема построения позволяет при использовании задающего генератора, обладающего достаточной кратковременной стабильностью частоты, получать необходимую точность оценок скорости звука в атмосфере. Измеритель доплеровской частоты может быть реализован в аналоговом или цифровом виде. ЭВМ выполняет функции синхронизации, управления и адаптации, а также обработки результатов измерений. Особенность систем РАЗ состоит в необходимости выполнения условия Брэгга, которая диктуется как энергетическими, так и информационными соображениями. При использовании простых акустического и электромагнитного зондирующих сигналов изменение с высотой температуры и радиальной скорости ветра приводит к нарушению соотношения Брэгга. Достаточно сильный отраженный сигнал существует только в некотором диапазоне высот, при этом чем больше длительность акустического импульса, тем меньше этот диапазон [1]. Настройка на условие Брэгга при больших градиентах температуры для каждой из точек профиля («площадок») вручную путем изменения частоты излучаемого звукового сигнала занимает достаточно много времени, которое в зависимости от количества точек профиля может составлять 0,1- 3 часа [1,2]. Используемый алгоритм измерений значительно ограничивает оперативность получения профилей метеовеличин – качество, являющееся одним из основных достоинств метода РАЗ. Кроме того, такое время соизмеримо со временем квазистационарности процессов в атмосфере, в течение которого можно производить осреднение. В связи с изложенным, с самого начала развития метода РАЗ стали делаться попытки получения профилей «по одной посылке» [1], с установкой частоты акустического генератора для начала, середины и конца всей трассы [2], однако достаточный для уверенной регистрации уровень сигнала даже при благоприятных метеоусловиях удается получить только для нескольких соседних точек профиля. Нарушение условия Брэгга в крайних точках, в которых удается зарегистрировать сигнал, приводит к появлению погрешностей в определении температуры порядка 0,5-1,0 °С [1]. Такая погрешность не превышает случайных погрешностей радиозондов, но оказывается коррелированной с градиентом скорости звука, причем градиент всегда занижается по абсолютному значению. И хотя общее время измерения температурного профиля по такой методике значительно уменьшается, однако появляется случайная погрешность, которая не может быть уменьшена осреднением и коррекцией результатов измерений. Кардинальным решением вопроса о повышении оперативности РАЗ и точности измерения метеовеличин может стать подстройка частоты электромагнитного излучения под условие Брэгга по мере распространения простого акустического импульса в атмосфере. Разработке таких способов посвящены публикации [1,3] и другие. Поскольку обеспечить выполнение условия Брэгга во всем диапазоне изменения акустических длин волн с помощью подстройки частоты радиосигнала не предоставляется возможным, то медленные (сезонные и суточные) изменения метеовеличин целесообразно компенсировать подстройкой частоты звукового генератора. Такая периодическая подстройка частоты звука может быть выполнена по результатам прямых измерений температуры и скорости ветра у поверхности земли (автоматически или оператором). Компенсацию быстрых изменений длины акустической волны (в течение времени распространения акустического пакета по трассе зондирования) необходимо производить изменением частоты радиоизлучения. Однако сведения об успешной реализации подобных процедур на практике отсутствуют, что объясняется технической сложностью задачи, с одной стороны, и несовершенством алгоритмов управления частотами зондирующих сигналов – с другой. В системах РАЗ могут применяться дискретные приемные радиоантенны, в том числе и значительных размеров при зондировании до больших высот. Для эффективного использования апертуры решетки передающие электромагнитная и акустическая антенны могут в этом случае перемещаться при изменении метеоусловий, занимая положение с наветренной стороны, либо используется некоторое количество передающих антенн, которые перемещаются [4]. Разработаны и соответствующие алгоритмы обработки сигналов для такой схемы [4], позволяющие, в частности, оценивать координаты центра пятна рассеянных сигналов, перемещающегося в процессе измерений по апертуре решетки.

3. Инженерный подход к проектированию систем РАЗ. Отметим, что все вопросы системного, технического характера, возникающие при разработке систем РАЗ, решались до 2000 года инженерным, экспериментальным путем. После прихода к <<основной>> схеме построения таких установок усилия разработчиков были направлены на совершенствование различных элементов структуры. Рассматривались возможности использования различных видов антенн, акустических излучателей, радиоприемников, устройств выделения сигнала доплеровской частоты, схем и алгоритмов спектрального анализа. Достаточно удачная комбинация зондирующих сигналов, получившая широкое распространение на практике: импульсный акустический сигнал с синусоидальным заполнением и непрерывный монохроматический радиосигнал - также предложена инженерами. Ряд публикаций научного характера, например [5] и др., посвященных исследованию свойств некоторых типов зондирующих сигналов, появились позднее. Полученные в них результаты подтвердили правильность инженерной интуиции, подсказавшей использование данной комбинации сигналов, и несколько расширили представления о свойствах и возможностях других видов зондирующих колебаний. В упоминавшихся работах использовался достаточно сложный математический аппарат, затрудняющий восприятие излагаемого материала инженерами, занимающимися аппаратурой, и делающий проблематичным его развитие и рассмотрение других видов сигналов. Именно этими обстоятельствами объясняются ошибки и заблуждения, встречающиеся в упоминавшейся литературе, несмотря на высокую квалификацию авторов. О некоторых имевших место заблуждениях говорится также в работе [1]. В докладах ведущих ученых неоднократно высказывалась мнение о том, что разработка вопросов построения систем РАЗ практически завершена и происходит поворот к их практическому использованию. Таким образом, на определенном этапе развития в области разработки систем РАЗ атмосферы сложилась ситуация, когда основными методами проектирования являлись инженерная интуиция, основанная на опыте аналогичных и подобных решений в других областях, и эксперимент. Работы по созданию теории радиоакустических систем по существу не производились, задачи синтеза и оптимизации систем, устройств, сигналов не ставились. Вопросы же, связанные с проектированием аппаратуры, решались, в основном, путем заимствования известных решений из радиолокации с учетом метеоусловий и особенностей радиоакустического зондирования. Используемый подход в значительной степени предопределил достигнутые на определенном этапе успехи в развитии метода и систем РАЗ, однако же он и замедлил последующее развитие данного направления, поскольку далеко не все вопросы системного технического характера в этой области можно эффективно решить таким путем в силу специфики систем РАЗ.

4. Основные положения теории. Для создания эффективных систем РАЗ необходима глубокая теоретическая разработка соответствующих вопросов аппаратурного характера с использованием адекватных подходов, поскольку многие вопросы данного направления не содержатся в теории радиолокационных систем. Изложим кратко основные теоретические результаты, полученные в последнее время, прежде всего учеными Харьковского национального университета радиоэлектроники. Обнаружена закономерность в формировании рассеянного на звуке радиосигнала как взаимная автокорреляционная функция по дальности излучаемых электромагнитного и акустического колебаний. Закономерность вытекает из известных соотношений, полученных теоретическим путем, и подтверждается многочисленными экспериментальными результатами. Созданы адекватные конструктивные модели информационных каналов – радиоакустического и акустического. Введена двумерная взаимокорреляционная функция акустического и радиосигналов – функция рассеяния, теоретическим путем определены основные её свойства, выражающие наиболее общие характеристики рассеянных сигналов. Задача рассеяния электромагнитной волны на звуке представлена с помощью аппарата теории сигналов и функционального анализа, вследствие чего значительно повышается конструктивность рассмотрения. Функция рассеяния, <<вобрав>> в себя свойства среды взаимодействия и характеристики зондирующих акустического и электромагнитного колебаний, позволяет

достаточно просто находит вид рассеянного сигнала, соответствующий разнообразным условиям. Благодаря этому открываются широкие возможности для исследования различных видов зондирующих колебаний и развития теории рассматриваемых систем в целом. Разработаны методы исследования зондирующих акустических и электромагнитных сигналов. Представление функции рассеяния в различных математических формах и графически в виде поверхностей – тел рассеяния позволяет, используя различные виды сечений тел, осуществлять эффективный анализ зондирующих векторных радиоакустических сигналов. Изучены виды сигналов – наиболее часто используемые на практике и перспективные. Показано, что применяемые в настоящее время в радиоакустических системах алгоритмы обработки принимаемых сигналов, заимствованные из радиолокации, не адекватны процессам, происходящим в радиоакустическом локационном канале, поскольку не учитывают изменение структуры сигнала при рассеянии на звуковой посылке. Это приводит к существенному ухудшению показателей качества станций, в частности точности измерения температуры (погрешность может достигать единиц градусов). Для получения оценок максимального правдоподобия измеряемого параметра опорные сигналы в различных точках диапазона возможных значений данного параметра должны отличаться видом, формой а не являться копией излучаемого радиосигнала, как это принято. Формы опорных колебаний многоканального устройства обработки следует определять с помощью функции рассеяния, отображающей особенности преобразования в канале. Синтезированные алгоритмы обработки сигналов можно рассматривать как обобщение результатов теории радиосистем на случай, когда форма сигнала при рассеянии преобразуется по детерминированному закону. Если рассеивающий объем вырождается в точечную цель, то принимаемый и опорный сигналы становятся копией зондирующего, излучаемого радиосигнала. Предложенные процедуры обработки сигнала сводятся в этом случае к известным ранее алгоритмам оценивания параметров колебания.

Выводы. Состояние станций РАЗ атмосферы, находящихся в эксплуатации, не удовлетворяет современным требованиям практики метеонаблюдений, в связи с чем требуется существенное улучшение их основных показателей качества. Имеющиеся положение обусловлено тем, что проектирование аппаратуры осуществлялось, как правило, на основе заимствования известных решений из других областей. Построение более совершенных систем РАЗ требует создания моделей и методов описания и исследования взаимодействия зондирующих сигналов со средой и решения на их основе теоретических и практических задач по оптимизации систем данного класса.

Литература

1. Каллистратова М. А., Кон. А. И Радиоакустическое зондирование атмосферы. 1985. М.: Наука- 196 с.
2. Бабкин С. И., Куценко В. И., Пахомов Ю. А. и др. Система радиоакустического зондирования атмосферы сантиметрового диапазона волн// 5 Всесоюз. симп. по лазерному и акустическому зондированию атмосферы: Тез.докл.,ч.3. 1978. Томск: ТФСО АН СССР- С.143-146.
3. Vogt S. Advantes in RASS since 1990 and practical application of RASS to air pollution and the ABL studies// 1996. Proc.of ISARS'96. Moscow. P. 37- 50.
4. Карташов В. М. Особенности обработки радиосигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом//1998. Радиотехника (Харьков) №105. С. 75-79.
5. Гурвич А. С., Кон А. И., Налбандян О. Г. и др Методы радиоакустического зондирования атмосферы. 1976 Препр. ИФА АН СССР -М.: Наука.- 43 с.

**О НОВОМ ПОДХОДЕ К ПОСТРОЕНИЮ АЛГОРИТМА
РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ВОЗМУЩЕННЫХ
ТЕРМОДИНАМИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЯХ ПОГРАНИЧНОГО
СЛОЯ АТМОСФЕРЫ**

Леонидов В.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. Биомедицинских электронных систем
Тел. (057) 702 -13 -64, e-mail: bykh@kture.kharkov.ua ; факс(057) 702-11-13
Expedience of the use of the RAS-system as the system of the expert analysis of tempera-
ture's profile, created on statistical models, is grounded.

Введение. Проблемы динамической метеорологии, проведение разработок в области развития численных методов прогнозирования погодных условий, а также исследования причин глобального потепления климата планеты требуют организации массовых измерений профилей температуры атмосферного пограничного слоя (АПС) на сети метеорологических станций. Решить эту задачу возможно с помощью радиотехнических систем дистанционного зондирования АПС. Наиболее перспективным направлением в этой области является использование систем радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы.

Исходя из необходимости создания сети станций наблюдения, системы РАЗ должны обладать относительно небольшой стоимостью в производстве и эксплуатации. Такому требованию отвечают системы с мощностью P_t зондирующего радиосигнала $P_t \leq 20Вт$. Однако, как показывают результаты экспериментальных исследований, проведенных различными авторами при различных термодинамических состояниях АПС [1-2], системы РАЗ при $P_t \leq 20Вт$ обладают недостаточной функциональной надежностью при исследовании возмущенных термодинамических состояний АПС.

Целью настоящей работы является обоснование возможности определения профилей температуры при возмущенных состояниях АПС с помощью систем РАЗ.

Сущность. При $P_t \leq 20Вт$ обеспечить достаточный потенциал системы РАЗ возможно при акустическом волновом пакете с числом периодов $N > 100$. При этом максимум мощности радио-эхо-сигнала (РдЭС) наблюдается при выполнении волнового соотношения (ВС) $\lambda_e = 2\lambda_s \cdot \cos(\varphi)$, где λ_e и λ_s длины электромагнитной и акустической волн соответственно, φ - угол падения радиосигнала на акустический импульс. Так как $\lambda_s = (1/f_s) \cdot 20,06\sqrt{T_g}$, где f_s - частота заполнения акустического зондирующего импульса, и так как в общем случае температура воздуха $T_g = F(h)$, где h - высота, получим $\lambda_e(h) = 2 \cdot (1/f_s) \cdot 20,06\sqrt{T_g(h)} \cdot \cos(\varphi)$. Следовательно, при $\lambda_e = const$, как это имеет место в большинстве экспериментальных систем, возникает ошибка ВС $\Lambda = \lambda_e - 2\lambda_s \cdot \cos(\varphi)$, которая приводит к флуктуациям амплитуды и фазы РдЭС и, следовательно, к снижению функциональной надежности системы. В этом случае **необходимо определить величину методического допуска** (МД) системы РАЗ на диапазон изменения измеряемой величины - температуры воздуха, в пределах которого измерения могут быть проведены с известной погрешностью.

Для определения МД воспользуемся выражениями для относительного ослабления мощности РдЭС, которые, согласно [1-2] имеют вид: $P_r \sim I_0 \cdot N^2 \exp(-4\pi^2 N^2 \Lambda^2 \lambda_e^{-2})$ при огибающей акустического импульса в виде кривой Гаусса и $P_r = I_0 \cdot N^2 \cdot [\sin(x)/x]$ при прямоугольной огибающей акустического импульса, где $x = \pi N \Lambda / \lambda_e$, P_r - мощность РдЭС, I_0 - мощность РдЭС при $\Lambda = 0$. Численный анализ функций $P_r = F(\Lambda)$ относительно ар-

гумента ΔT - отклонения температуры от значения T_{est} , при котором ВС выполняется точно, то есть $\Lambda = \lambda_e - (1/f_s) \cdot 20,06 \sqrt{T_{est}(h) \pm \Delta T}$, дает зависимости, приведенные на рис. 1.

Если в качестве критерия пренебрежимо малых флуктуаций мощности РдЭС принять условие $\delta P_r = \frac{P_{rmax} - P_r}{P_{rmax}} \leq 5\%$, то, как следует из зависимости рис.1, МД будет находиться в пределах $\Delta T_{don} \cong \pm(0,1 \div 0,5)^\circ C$ при $N = 200$ и $\Delta T_{don} \cong \pm(0,19 \div 0,85)^\circ C$ при $N = 120$.

Видно, что МД системы соизмерим с полем достижимой погрешности измерений при невозмущенном АПС и значительно меньше изменения температуры, обусловленного стратификацией.

Расширить рабочий диапазон измерений можно с помощью системы АПЧ [2] излучаемого радиосигнала, что, однако, несколько увеличит погрешность за счет инертности системы АПЧ.

Так как система АПЧ не может компенсировать флуктуации температуры в области времен $t < \tau_s$. где τ_s - длительность акустического зондирующего импульса то, следовательно, вихри с линейным размером $\Delta h > l_T \geq \lambda_s$, где Δh - разрешающая способность по высоте, (микромасштабная турбулентность (ММТ)) возможно будут оказывать существенное влияние на амплитуду РдЭС.

Влияние ММТ на амплитуду РдЭС проанализируем методом имитационного моделирования. Положим СКО температуры воздуха, равным $\sigma_{T_e}[T_e] = 1^\circ C$. Модель мощности РдЭС представим в виде суммы парциальных волн $P_{r\Sigma} = \left[\sum_{i=1}^N E_i \cdot \sin(2\pi f_e t + \varphi_0 + \varphi_i') \right]^2$,

где $\varphi_0 = 2\pi \frac{2h_0}{\lambda_e}$ - начальная фаза радио-эхо-сигнала, h_0 - «мертвая зона», φ_i' - фаза i -го РдЭС, содержащая случайную компоненту и ошибку ΔT , E_i - амплитуда напряженности поля парциальной волны, отраженной от i -го периода волнового пакета.

Вводя коэффициент эффективности суммирования парциальных волн по мощности $k_{ef} = \frac{P_{r\Sigma}}{P_{r0}} \leq 1$, где P_{r0} - мощность РдЭС при $\Lambda = 0$, и полагая $E_i = const$ получим выражение

$$k_{ef} = \frac{1}{N^2} \left\{ \sum_{i=1}^N \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda_e} \left(C_e t + 2h_0 + \sum_{p=1}^i 2 \frac{1}{f_s} 20,06 \sqrt{T_0 + \Delta T + T_{e'p}} \right) \right] \right\}^2,$$

где t - аргумент времени, T_0 - средняя температура воздуха в импульсном объеме, при которой УВС выполняется точно; ΔT - отклонение реального значения температуры в импульсном объеме от T_0 , $T_{e'i}$ - турбулентное отклонение температуры от T_0 на i -том периоде акустического волнового пакета в момент времени $t = t_i$, $i = (1, 2, \dots, N)$, $p = (1, 2, \dots, i)$. Полученное выражение проанализируем численно.

Результат анализа в виде зависимости рис.2 приводит к двум выводам:

- влиянием ММТ на амплитуду РдЭС можно пренебречь только в окрестностях точки $\Delta T = 0$ в пределах $\Delta T_{don} = \pm 0,2^\circ C$ и $\Delta T_{don} = \pm 0,25^\circ C$ при $N = 120$ $N = 200$ соответственно;

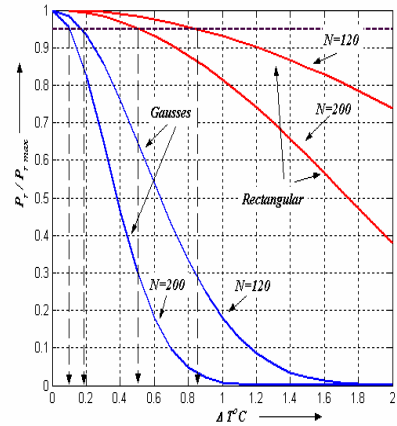


Рис. 1. Ослабление мощности РдЭС от ΔT

– рост ΔT при $\sigma_{T_e}[T'_e] = const$ сопровождается ростом $\tilde{\sigma}[k_{ef}]$.

Так как при расчете λ_e используется среднее по времени значение температуры \bar{T}_{it} воздуха в одной доступной для измерения точке высоты, например $h = 5 м$ и так как ВС поддерживается «мгновенным» средним значением температуры по импульсному объему \bar{T}_{V_i} , то практически всегда имеет место некоторая минимальная ошибка $\delta_T = \bar{T}_{it} - \bar{T}_{V_i} = \Delta T_{min}$.

Другим фактором роста ΔT является величина ММТ пульсаций температуры вдоль трассы зондирования (высоты).

В работе [3] приведено описание контактных измерений величины ММТ пульсаций температуры на метеобашне высотой 75м. В результате было показано, что при возмущенных состояниях АПС в поле температуры возникают импульсы температуры, продолжительностью $t_c = 10 с \div 2 мин$ и амплитудой $T' = (0,2 \div 0,6)^\circ C$. Внутри этих импульсов наблюдаются флуктуации порядка $T' = (0,05 \div 0,5)^\circ C$ с минимальным временем нарастания 50мс. Во время «спокойных» периодов между импульсами ММТ флуктуации на температурной записи отсутствуют. При возникновении слоистых структур или инверсий температуры со сдвигом ветра пульсации температуры составляют $T' \cong 1^\circ C$.

Следовательно, при возмущенных состояниях амплитуда турбулентных пульсаций температуры составляет $T' \cong 1^\circ C$, что значительно превышает полученный допуск $\Delta T_{don} = \pm(0,2 \div 0,25)^\circ C \ll T'$ и, следовательно, влиянием ММТ на амплитуду РдЭС нельзя пренебречь. Таким образом, применение системы АПЧ при возмущенных состояниях АПС не может быть эффективным, так как в этом случае имеет место либо потеря информативности, либо срыв АПЧ (промахи в измерениях).

Полученное соотношение $\Delta T_{don} \cong \delta T \ll T'$ фактически означает, что для обеспечения устойчивого приема эхо-сигнала и расчета погрешности измерений необходимо, чтобы искомый профиль температуры был априорно известен. Такое противоречие можно разрешить, выдвинув априорную гипотезу $H[T_u(h)]$, состоящую в том, что реализация истинного профиля температуры $T_{au}(h)$ в данный момент времени принимает вид его априорной оценки $\tilde{T}_{au}(h)$. Далее рассчитывается зависимость $\lambda_e(h) = 2 \cdot C_s \cdot 1/f_s = 2 \cdot 20,06 \sqrt{\tilde{T}_{au}(h)} \cdot 1/f_s$ или, $f_e(h) = C_e / \lambda_e(h) = C_e f_s / \left[2 \cdot 20,06 \sqrt{\tilde{T}_{au}(h)} \right]$. Функцию $f_e(h)$ представим в виде $f_e(h) = f_n \cdot \psi(h)$, где $\psi(h)$ - безразмерная непрерывная функция управления частотой (ФУЧ) радиопередатчика системы РАЗ, определенная на интервале высоты $h = h_{min} \div h_{max}$, f_n - масштабирующий множитель, имеет размерность частоты. Тогда получим $\psi(h) = C_e f_s / \left[f_n \cdot 2 \cdot 20,06 \sqrt{\tilde{T}_{au}(h)} \right]$.

Функция $\psi(h)$ определена на интервале времени равном периоду повторения T_n зондирующих импульсов и может быть использована для управления частотой радиопередатчика системы РАЗ в процессе зондирования.

При таком подходе система РАЗ выполняет функцию экспертной системы, в задачу которой входит проверка априорной гипотезы $H[T_u(h)]$.

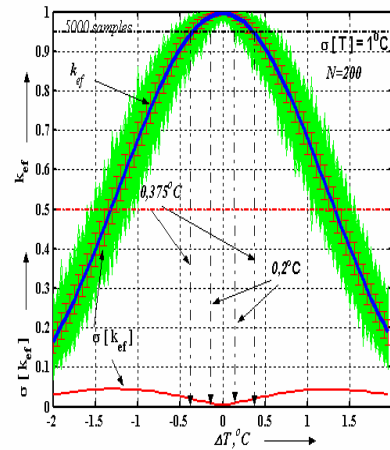


Рис. 2. Зависимости $k_{ef}(\Delta T)$ и $\tilde{\sigma}[k_{ef}]$ от ΔT

Оценка $\tilde{T}_{au}(h)$ может быть получена как реализация модели, разработанной для каждого из типов термодинамического состояния АПС. В этом случае необходимо классифицировать тип ТДС. Эта процедура может быть выполнена на основании анализа выборок эхо-сигналов акустического зондирования атмосферы [4,5].

Оценка $\tilde{T}_{au}(h)$ может быть получена только с некоторой ошибкой. Роль системы РАЗ состоит в том, чтобы по экспериментальным значениям $k_{ef}(h)$ и знаку доплеровского сдвига частоты РдЭС, используя зависимость рис.2, оценить величину этой ошибки.

Выводы. В результате проведенного исследования показано, что в условиях термодинамических возмущений в АПС система РАЗ не может выполнять функцию измерения температуры. Поскольку на возмущенные состояния приходится в среднем до 30% времени года, то потери информации в системах РАЗ оказываются значительными.

В работе также приведено обоснование нового подхода к построению алгоритма функционирования системы РАЗ, согласно которому система производит экспертную оценку профиля температуры, восстановленного с помощью статистических моделей, при этом погрешность восстановления определяется по данным РАЗ. Такой подход позволяет значительно расширить перечень погодных условий, при которых могут быть получены оценки профилей температуры.

Реализация рассмотренного подхода окажется весьма полезной в научных исследованиях по разработке моделей пограничного слоя атмосферы, включая и возмущенные состояния, модели которых в настоящее время все еще отсутствуют.

Для развития этого подхода в дальнейшем необходимо провести исследования в области разработки методов классификации типов термодинамических состояний АПС, например, по данным акустического зондирования, с целью получения априорных модельных оценок профилей температуры.

Литература

1. М.А. Каллистратова, А.И. Кон. Радиоакустическое зондирование атмосферы, М, «Наука», 1985, с 197.
2. А.Г. Горелик, В.Р. Жежерин, М.А. Каллистратова, Л.В. Князев, И.В. Петенко, П.О. Шишков, Е.А. Шурыгин. Радиоакустическое зондирование атмосферного пограничного слоя с автоподстройкой частоты. Метеорологические исследования, 1987, том 28, 82 – 92с.
3. Л.Г. Макалистер, А.Р. Махони, Д.Р. Поллард, П.Д.Р. Шоу. Акустическое зондирование – новый метод исследования строения атмосферы. //Тр. ИИЭР – 1968. - №4.- С.231-240.
4. Семенец В.В., Леонидов В.И. Методика акустического зондирования в задаче экологического контроля пограничного слоя атмосферы. Прикладная радиоэлектроника, №3, 2005, с.
5. Леонидов В.И. Усовершенствование комплексной системы радиоакустического и акустического зондирования пограничного слоя атмосферы. Прикладная радиоэлектроника Том 5, №2 2006, с 201-213.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭХО-СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ В ЗОНЕ МЕГАПОЛИСА

Бондаренко М.Ф., Семенец В.В., Леонидов В.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. Биомедицинских электронных систем

Тел. (057) 702 -13 -64, e-mail: bykh@kture.kharkov.ua; факс(057) 702-11-13

The local thermodynamics state of atmosphere is examined in the megapolys area in clear days at the intensive sun warming up of laying surface

Введение. Исследование причин глобального потепления климата планеты, развитие численных методов прогнозирования катаклизмов, разработка методов активного воздействия на погодные системы требуют создания информационной сети, позволяющей в реальном масштабе времени получать некоторый объем информации, достаточный для расчета распределений метеоэлементов, а также для расчетов конвективных и турбулентных потоков тепла в атмосферном пограничном слое (АПС) над территориями синоптического масштаба.

Информационная система, отвечающая поставленным требованиям, может быть создана на базе метеорологических локационных систем дистанционного акустического, радиоакустического и радиолокационного зондирования АПС.

Роль систем АЗ в комплексной информационной системе (КИС) состоит в идентификации некоторых типов термодинамического состояния (ТДС) АПС, при которых наблюдается развитый процесс турбулентного теплообмена, а также в получении исходных данных для разработки моделей количественного описания пространственно-временного распределения метеоэлементов над территориями синоптического масштаба.

Целью настоящей работы является обоснование возможности использования АЗ для решение одной частной задачи, состоящей в идентификации особого термодинамического состояния АПС, при котором наблюдается развитый процесс притока явного тепла в атмосферу и который поддерживается процессом турбулентного теплообмена в режиме контактной конвекции в приземном слое АПС.

Сущность. Эхограммы акустического зондирования АПС, полученные в условиях интенсивного прогрева подстилающей поверхности, показывают существенные различия в пространственно-временных структурах (ПВС) эхо-сигналов, полученных в жаркий летний день в зоне мегаполиса и над зоной с естественным ландшафтом. На рис. 1 приведен пример записи, полученной в зоне мегаполиса в летний день при слабой облачности при высоте h установки локатора $h \cong 20 м$ над поверхностью Земли (на крыше здания).

Возникновение относительно мощного акустического эхо-сигнала свидетельствует о генерации при этом состоянии развитой микромасштабной [1,2] турбулентности (ММТ) в поле температуры. При этом мы считаем, что основными источниками тепла являются элементы инфраструктуры мегаполиса, получившие нагрев под действием солнечной радиации инфракрасного диапазона электромагнитных волн.

Автоматическая идентификация ТДС такого типа позволит применить специализированную модель расчета притока тепла в АПС и, таким образом, учесть дополнительный, до настоящего времени не учтенный, фактор потепления атмосферного воздуха и, следовательно, климата планеты.

Учитывая, что площадь, занимаемая мегаполисами составляет значительную часть поверхности суши, мы предполагаем, что доля тепла, поступающая в атмосферу за счет теплоотдачи от нагретых элементов инфраструктуры мегаполисов достаточно велика для того, чтобы существенно ускорить процесс потепления климата планеты. Эти предполо-

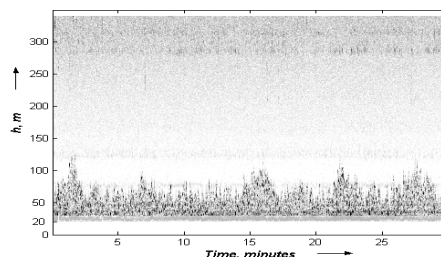


Рис. 1

жения, по-видимому, в значительной степени оправданы в отношении территории Европейской части континента и северной Америки, а также некоторых регионов Дальнего Востока.

Структура эхо-сигналов, получаемых в приземном слое в летнее время при слабой облачности и при интенсивном прогреве подстилающей поверхности в зоне мегаполиса при скорости ветра $V_2 = (0,5 \div 2) м/с$, характеризуется отсутствием организованных термических струй и по внешнему виду ближе к структуре, получаемой при устойчивом ТДС со сдвигом ветра [3]. Верхняя граница слоя рассеяния представлена некоторой минимальной мощностью (высотой) слоя, относительно которой наблюдаются квазипериодические всплески высотой до $h \cong 120 м$, возникающие, по-видимому, под действием изменений скорости ветра. Внутри слоя пространственно-временная структура эхо-сигналов статистически однородна.

Термодинамическая модель возмущенного слоя в зоне мегаполиса определяет высоту слоя шероховатости, которая существенно зависит от высоты и плотности расположения зданий и сооружений. Процесс формирования возмущенного слоя над мегаполисом отличен от процесса формирования термических струй [4].

Основной (входной) поток, который возможно содержит организованную (ячейковую) структуру, дробится в приземном слое при взаимодействии с элементами инфраструктуры мегаполиса (строениями), на более мелкие вихри. Следовательно, в спектре флуктуаций верхней границы при смешении струй от отдельных, рядом расположенных элементов, появляются относительно короткопериодные составляющие.

В ясные дни элементы мегаполиса прогреваются под действием солнечных лучей. Нагретые вихри приобретают силу плавучести и создают турбулентный слой также и в поле температуры.

При увеличении скорости ветра возрастает интенсивность перемешивания, следовательно, температура вихрей приобретает тенденцию к выравниванию. В результате этого мощность турбулентного слоя уменьшается, а скорость теплопередачи растет.

Рассмотренные процессы объясняют существование эхо-сигнала в виде турбулентного слоя с флуктуирующей мощностью.

Исследуем особенности эхограмм, получаемых при ТДС такого типа.

Модель эхограммы представим в виде $m \times n$ матрицы U амплитуд эхо сигналов, у которой вектор-столбцы есть векторы $\mathbf{u}_j = (u_{1j}, u_{2j} \dots u_{mj})$ моделей единичных профилей

эхосигналов $U_{sj}(h_i)$, где $i = (1, 2 \dots m)$, $m = \frac{h_{\max}}{\Delta h}$, h_{\max} - высота зондируемого слоя атмосферы, Δh - дискретный шаг высоты. Полагая $\Delta h = 1 м$ и $h_{\max} = 510 м$, получим $m = 510$. Координата высоты зондирования $h(i) = i \cdot \Delta h_p$, где i - номера строки матрицы U .

Примем длительность выборки $T_{MB} = 0,5 час$, период повторения зондирующих импульсов $T_F = 2h_{\max}/C_s$, где $C_s \cong 340 м/с$ - скорость распространения звуковой волны. Тогда число профилей эхосигналов в матрице-выборке $n = T_{MB}/T_F = 600$ $n = 600$.

Координату времени зададим в виде $t_{zx}(j) = j \cdot T_F$, где $j = (1, 2 \dots n)$

Модель профилей эхосигнала получим из известного уравнения акустической локации

$$P_r(h) = P_{ts} \cdot 0,0039 \left(\frac{2\pi}{\lambda_s} \right)^{1/3} \cdot \left(\frac{C_T(h)}{T} \right)^2 \cdot \left(\frac{c \cdot \tau}{2} \right) A h^{-2} L + N_{ac}, \quad (1)$$

где $N_{ac} = (0,25 \cdot \mathbf{q}_N \cdot 10^{-7})^2$ - модель акустического шума, $\mathbf{q}_N = (q_1 \dots q_m)$ - вектор дискретной последовательности квазислучайных чисел, генерируемые программно с нормальным законом распределения плотности вероятности и статистическими моментами $M[q] = 0$ и $\sigma[q] = 1$.

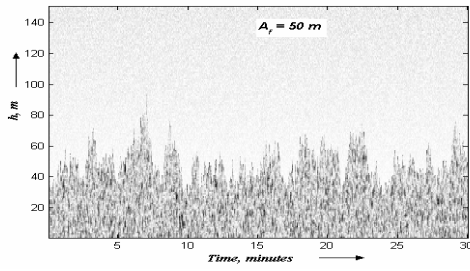


Рис. 3

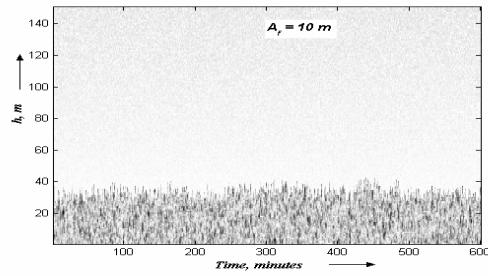


Рис. 2

Профиль параметра $C_T(h)$ в выражении (1) представим в виде двух составляющих: усредненного профиля $\bar{C}_T(h)$, вид которого определяется типом ТДС и случайного компонента - $C_T'(h)$, обусловленного турбулентностью АПС.

Выражение для $\bar{C}_T(h)$ получим аппроксимацией реального профиля $C_T(h)$, который получим из выражения (1) при подстановки реального усредненного профиля мощности эхо-сигнала $P_r(h)$, полученного в результате экспериментального зондирования, то есть

$$\begin{cases} \bar{C}_T(h) = 0,625 \cdot \left(0,012 + 0,02 e^{\frac{-h^{1,85}}{5000}} \right) & \text{при } h = h_0 \div h_s \\ \bar{C}_T(h) = 0 & \text{при } h = (h_s + 1) \div h_{\max} \end{cases} \quad (2)$$

Модель $C_T'(h)$ получим, используя в качестве исходной функции вектор $\mathbf{q}_c = (q_1 \dots q_p)$, где $p = m + \tau - 1$, определяемый аналогично вектору \mathbf{q}_N .

Процедуру усреднения эхо-сигнала в пределах разрешающей способности системы по дальности Δh_d промоделируем процедурой скользящего усреднения вектора \mathbf{q}_c

$$q_\Delta(d) = k_m \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{p=d}^{d+\tau-1} q_i(p), \text{ где } \tau = (\Delta h_d / \Delta h), d = (1, 2 \dots m), k_m - \text{ масштабный коэффициент.}$$

При $\Delta h_d = 5m$, получим $\tau = 5$,

Модель высоты возмущенного слоя h_s зададим в следующем виде

$$h_s(j) = h_0 + A_T \mathbf{q}_T + A_F \mathbf{q}_F + A_S \sin\left(\frac{2\pi}{T_F} \cdot j + A_f 2\pi\right), \quad (3)$$

где h_0 - минимальная мощность слоя, $\mathbf{q}_{T,F}$ - векторы, аналогичные вектору \mathbf{q}_c , A - весовые коэффициенты.

На рис.2-3 приведены реализации матриц-выборок эхосигналов, полученных при следующих параметрах модели: $h_0 = 15m$, $A_T = 10m$, $A_S = 1$. На рис.2 и рис.3 $A_F = 10m$ и $A_F = 50m$ соответственно.

Рассчитаем коэффициенты корреляции между двумя строками матрицы-выборки, разделенными одной строкой и построим зависимость $k_r(i) = \frac{1}{\sigma_{xi} \cdot \sigma_{x_{i+2}}} \sum_{i=1}^{n-1} (\mathbf{x}_{j,i} \cdot \mathbf{x}_{j,(i+2)})$.

На рис. 4 приведены результаты расчетов, выполненных по реализациям моделей эхограмм для ряда значений $A_F = (10, 20, 30, 40, 50)$. Вид полученных функций указывает на существование явно выраженного максимума, величина которого зависит от амплитуды пульсаций мощности возмущенного слоя. Мы предполагаем, что при анализе реаль-

ных эхограмм величина $k_{r\max}$ может быть сопоставлена с амплитудой флуктуации горизонтальной скорости ветра.

Для сопоставления с модельным расчетом, на рис. 5 приведена зависимость $k_r(i)$, полученная по реальной эхограмме, приведенной на рис. 1.

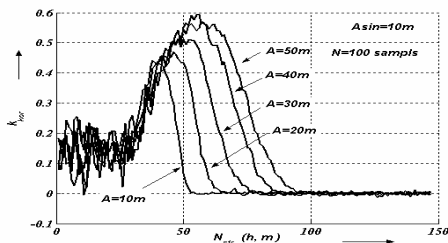


Рис. 4

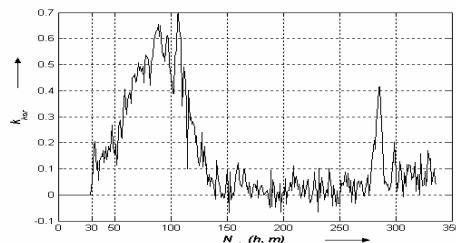


Рис. 5

Заключение. В результате проведенной работы на основании анализа результатов акустического зондирования атмосферы построена модель эхосигналов акустического зондирования при развитом притоке тепла, поддерживаемого контактной конвекцией в приземном слое атмосферы. Проведен модельный анализ эхосигналов и выявлены особенности эхограмм, получаемых в условиях интенсивного притока тепла в приземном атмосферном слое.

Литература

1. Ж.В. Мигем, Энергетика атмосферы Под ред. Л.Т. Матвеева, Гидрометиздат, Л., 1977, 328 с.
2. Л.Г. Макалистер, А.Р. Махони, Д.Р. Поллард, П.Д.Р. Шоу. Акустическое зондирование – новый метод исследования строения атмосферы. //Тр. ИИЭР – 1968. - №4.- С.231-240.
3. Семенец В.В., Леонидов В.И. Методика акустического зондирования в задаче экологического контроля пограничного слоя атмосферы. Прикладная радиоэлектроника, №3, 2005, с.
4. Леонидов В.И. Усовершенствование комплексной системы радиоакустического и акустического зондирования пограничного слоя атмосферы. Прикладная радиоэлектроника Том 5, №2 2006, с 201-213.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНЫХ НЕКОГЕРЕНТНЫХ РЛС ПРИ НАЛИЧИИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Монаков А. А.

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
190000, С. Петербург, ул. Б. Морская, 67, кафедра РТС

Тел. (812) 494-70-22, e-mail: a_monakov@mail.ru; факс (812) 494-70-28

The presented paper is devoted to the problem of the moving target signal detection in highly insensitive clutter environment in incoherent pulse radar systems. A new approach based on the generalized likelihood ratio test is proposed. Computer simulation results that prove efficiency of the proposed method are presented.

1. Введение. Некогерентные импульсные РЛС, в которых начальная фаза излученных сигналов принимает случайные независимые значения в каждом периоде повторения, широко распространены и используются в настоящее время в системах управления воздушным движением. Однако отказ от когерентности излучаемых сигналов в существенной степени затрудняет подавление пассивных помех. Следствием этого является снижение эффективности обнаружения движущихся целей.

Известные и используемые системы СДЦ с внешней когерентностью, в которых обработка сигналов осуществляется путем пропускания сигнала с выхода амплитудного детектора (АД) линейного тракта приемника РЛС через фильтры череспериодного вычитания различной кратности, имеют существенный недостаток, заключающийся в том, что им присуще свойство «обнаруживать движущуюся цель только тогда, когда на выходе одновременно с сигналом присутствует помеха» [1, с. 19]. Это обстоятельство явилось причиной поиска новых методов обработки сигналов, принимаемых на фоне пассивных помех в некогерентных РЛС.

Исследования, проводимые в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (г. Харьков, Украина) под руководством проф. Д. И. Леховицкого, позволили предложить ряд технических решений улучшающих качество работы некогерентных РЛС (см., например, [2, 3]). Результатом этих работ является разработка методов селекции сигналов движущихся целей на основе адаптивных цифровых решетчатых фильтров. Данные методы позволили существенно увеличить эффективность межпериодной обработки принимаемых сигналов и избавиться от указанного выше недостатка систем СДЦ с внешней когерентностью. Однако предложенные в указанных работах методы не являются в строгом смысле оптимальными, т.е. основывающимися на классическом для математической статистике подходе к решению задач проверки гипотез. Причиной этого являются непреодолимые математические сложности, возникающие при попытке получить строгие аналитические выражения для плотности распределения вероятности огибающей принимаемого сигнала.

Настоящая работа посвящена иному по сравнению с работами [2, 3] подходу к синтезу последетекторных обнаружителей сигналов, принимаемых на фоне пассивных помех в некогерентной РЛС, в основу которого положен принцип обобщенного отношения правдоподобия.

2. Синтез обнаружителя. Пусть требуется синтезировать правило проверки следующих статистических гипотез

$$\begin{aligned} H_0: e(t) &= e_c(t)e^{i\varphi(t)} + n(t), \\ H_1: e(t) &= [e_c(t) + e_s(t)]e^{i\varphi(t)} + n(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где H_0 - гипотеза об отсутствии в наблюдаемой смеси $e(t)$ сигнала от цели; H_1 - гипотеза о наличии в наблюдаемой смеси $e(t)$ сигнала от цели; $e_c(t)$ - пассивная помеха; $e_s(t)$ - сигнал цели; $\varphi(t)$ - случайный процесс, соответствующий флюктуациям начальной фазы излучаемого РЛС сигнала; $n(t)$ - внутренний шум приемника. Относительно входящих в (1) случайных процессов сделаем следующие предположения:

1) наблюдение процесса $e(t)$ осуществляется в дискретные моменты времени $t_m, m = 0, \dots, M-1$;

2) сигналы от цели и пассивной помехи являются реализациями стационарных комплексных гауссовских случайных процессов $e_s(t) \in CN(0, R_s(\tau))$, $e_c(t) \in CN(0, R_c(\tau))$, где $R_s(\tau)$ и $R_c(\tau)$ - соответствующие корреляционные функции;

3) внутренние шумы $n(t)$ являются белыми со спектральной плотностью мощности $N_0/2$;

4) в дискретные моменты времени $t_m, m = 0, \dots, M-1$ случайный процесс $\varphi(t)$ принимает независимые значения $\varphi_m = \varphi(t_m)$ с равномерной на интервале $[-\pi, \pi]$ плотностью распределения вероятности $f(\varphi_m) = 1/2\pi, |\varphi_m| \leq \pi$.

Считая случайный вектор $\phi = (\varphi_m)_{m=0}^{M-1}$ известным, на основании сделанных предположений можно записать условную плотность распределения вероятности наблюдаемой выборки $e = (e_m)_{m=0}^{M-1}$

$$f(e|H_j, \phi) = \pi^{-M} \det R_j^{-1} \exp\{-e^H R_j^{-1} e\}, \quad j = 0, 1, \quad (2)$$

где $R_0 = R_c + P_n I_M$, $R_1 = R_s + R_c + P_n I_M$, R_s и R_c - корреляционные матрицы сигнала и помехи, $P_n = N_0/2\tau_i$ - мощность усредненных отсчетов внутреннего шума, τ_i - длительность импульса на выходе согласованного фильтра, I_M - единичная матрица размера $M \times M$, H - оператор эрмитового сопряжения.

Оптимальное правило проверки гипотезы H_1 против альтернативы H_0 , как известно, состоит в сравнении с порогом отношения правдоподобия

$$L(e) = f(e|H_1) / f(e|H_0), \quad (3)$$

где $f(e|H_j)$, $j = 0, 1$ - безусловные плотности распределения вероятности, получаемые из

(3) усреднением по случайному вектору ϕ , $f(e|H_j) = \int f(e|H_j, \phi) f(\phi) d\phi$, $j = 0, 1$, где

$f(\phi) = 1/(2\pi)^M$ - плотность распределения вектора ϕ . К сожалению, произвести аналитически усреднение в последнем выражении возможно только для следующих частных значений размера выборки M (см., [2, 3]): $M = 1, 2, 3$. Для $M \geq 4$ усреднение по вектору ϕ приводит к чрезвычайно сложным выражениям, использование которых на практике затруднительно.

Существуют два подхода, которые можно предложить для того, чтобы найти необходимое решение:

1) получить асимптотическое выражение для $f(e|H_j)$, $j = 0, 1$ при больших M ;

2) использовать вместо (3) обобщенное отношение правдоподобия [4, стр. 268]

$$L(e) = \max_{\phi} f(e|H_1, \phi) / \max_{\phi} f(e|H_0, \phi). \quad (4)$$

По мнению автора, первый путь требует использования достаточно тонких асимптотических методов и, хотя в данном направлении были проведены поиски решения, пока они не завершились удачей. Второй путь позволил достаточно просто выйти на нужный результат.

Перепишем выражение (2) для плотности вероятности в виде

$$f(e|H_j, \phi) = \pi^{-M} \det R_j^{-1} \exp\{-z^H K_j z\}, \quad j = 0, 1, \quad (5)$$

где $K_j = E^T R_j^{-1} E$, $j = 0, 1$, $E = \text{diag}(|e_0|, \dots, |e_{M-1}|)$, $z = (e^{i\varphi_m})_{m=0}^{M-1}$. Тогда для максимизации функции $f(e|H_j, \phi)$, $j = 0, 1$ по вектору ϕ необходимо найти минимум квадратичной формы $z^H K_j z$ при условии, что $|z_m| = 1, m = 0, \dots, M-1$. Прежде чем приступить к этой задаче

сделаем одно важное замечание, касающееся матриц \mathbf{K}_j , $j = 0, 1$. Будем считать, что аргумент элемента $\mathbf{K}_j(m, n)$, $j = 0, 1$ удовлетворяет следующему условию

$$\psi_j(m, n) = \arg \mathbf{K}_j(m, n) = \psi_j(m) - \psi_j(n), \quad j = 0, 1, \quad (6)$$

где $\psi_j(m) = \Omega t_m$, $m = 0, \dots, M-1$. Это предположение справедливо для достаточно широкого круга ситуаций (см., например, [5]), когда помимо хаотического перемещения отражателей, являющихся источниками пассивной помехи, существует их групповое перемещение со средней скоростью V_0 относительно РЛС, которое приводит к появлению доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала $\Omega = 4\pi V_0 / \lambda$.

С учетом сделанного замечания квадратичная форма $\xi_j = \mathbf{z}^H \mathbf{K}_j \mathbf{z}$ может быть записана в виде

$$\xi_j = \sum_m \mathbf{K}_j(m, m) + 2 \sum_{m, n: m > n} |\mathbf{K}_j(m, n)| \cos[\psi_j(m) + \varphi_m - \psi_j(n) - \varphi_n], \quad j = 0, 1. \quad (7)$$

Тогда нетрудно показать, что минимум (7) получается при $\tilde{\varphi}_m = \varphi_m + \psi_j(m) = \pi \delta_m$, $m = 0, \dots, M-1$, где $\delta_m = 0$ или 1 . С учетом этого нахождение ξ_j может быть сведено к следующей задаче дискретного программирования

$$\xi_j = \text{tr}\{\mathbf{K}_j\} + 2 \min_{\mathbf{x}} \{\mathbf{k}_j^T \mathbf{x}\}, \quad j = 0, 1, \quad (8)$$

где $\mathbf{k}_j = \left[|\mathbf{K}_j(m, n)| \right]_{m, n: m > n}$ - вектор, составленный из модулей внедиагональных элементов матрицы \mathbf{K}_j , $j = 0, 1$, \mathbf{x} - вектор длины $M(M-1)/2$, элементы которого принимают значения $+1$ или -1 . Решение задачи (8) при небольших размерах M выборки может быть получено простым перебором, а в случае больших значений M - методами целочисленного программирования.

Логарифмируя отношение правдоподобия (4), получим решающую статистику нашей задачи в следующем виде

$$\xi = \xi_0 - \xi_1, \quad (9)$$

где ξ_0 и ξ_1 определяются путем решения оптимизационной задачи (8).

3. Сравнительный анализ синтезированного обнаружителя. В [2,3] для обнаружения движущейся цели на фоне пассивной помехи в некогерентной РЛС предложена следующая решающая статистика

$$\xi = \|\mathbf{H}\mathbf{v}\|^2, \quad (10)$$

где $\|\mathbf{x}\|$ - евклидова норма вектора \mathbf{x} , \mathbf{H} - квадратный корень обратной корреляционной матрицы вектора $\mathbf{v} = |e|$ (линейный АД) или $\mathbf{v} = |e|^2$ (квадратичный АД) в случае справедливости гипотезы H_0 (сигнал отсутствует).

На рис. 1 и 2 приведены характеристики обнаружения алгоритмов (9) (сплошные кривые) и (10) (пунктирные кривые) для линейного и квадратичного детекторов соответственно при размере выборки $M = 16$. Сценарные параметры при моделировании были следующими: отношение помеха/шум $q_c^2 = 40$ дБ, вероятность ложной тревоги $F = 10^{-3}$, пассивная помеха - нормальный случайный процесс с гауссовской корреляционной функцией и коэффициентом межпериодной корреляции $r = 0,99$, сигнал - дружно флуктуирующая пачка. Полученные результаты свидетельствуют о большей эффективности предлагаемого алгоритма (9) по сравнению с алгоритмом (10). Так в случае использования линейного детектора проигрыш алгоритма (10) в пороговом сигнале при $D = 0,5$ составляет примерно 7 дБ. Для квадратичного детектора проигрыш алгоритма (10) меньше и составляет примерно 3 дБ.

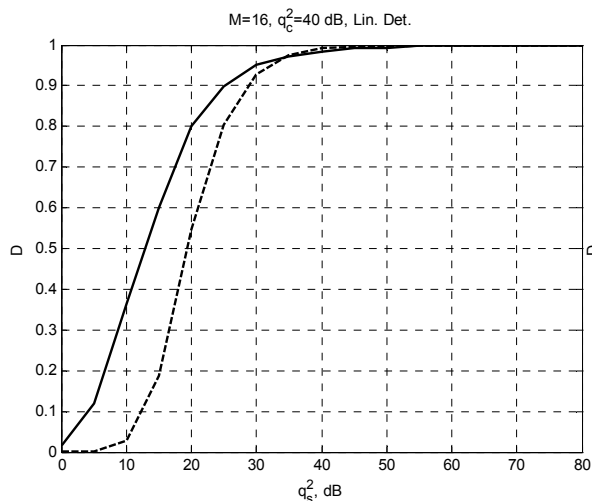


Рис. 1

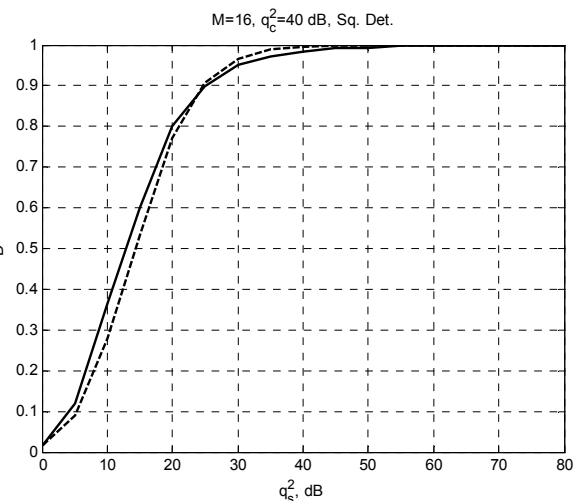


Рис. 2

5. Заключение. В статье рассмотрена задача синтеза оптимального алгоритма обнаружения сигнала движущейся цели на фоне гауссовских пассивных помех в некогерентной РЛС. Оптимальная последетекторная межпериодная обработка может быть реализована на практике только при малых размерах сигнальной выборки (малом количестве импульсов в пачке - $M \leq 3$). Синтез с использованием обобщенного отношения правдоподобия позволил получить высокоэффективный алгоритм обнаружения при произвольном размере выборки. Проигрыш по пороговому отношению сигнал/шум синтезированного алгоритма оптимальному для малых размеров выборки не превышает 4 дБ. О высокой эффективности полученного алгоритма также свидетельствуют результаты его сравнения с известным решением, основанным на использовании выбеливающего фильтра. Математическое моделирование показало, что в зависимости от типа амплитудного детектора приемника РЛС, выигрыш в пороговом сигнале может составлять от 3 дБ (квадратичный АД) до 8 дБ (линейный АД) при размерах сигнальной пачки $M = 4 \dots 16$.

Автор признателен проф. Д. И. Леховицкому за внимание к предлагаемой работе и конструктивную критику.

Литература

1. *Фельдман, Ю. И.* Сопровождение движущихся целей / Ю. И. Фельдман, Ю. Б. Гидаспов, В. Н. Гомзин; под ред. Ю. И. Фельдмана. М.: Сов. радио, 1978.
2. *Леховицкий, Д. И.* «Эффективность и особенности междупериодной обработки сигналов в некогерентных РЛС» / Д. И. Леховицкий, П. М. Флексер, И. Г. Кириллов, С. В. Палишко // Сб. докл. 10-я юбил. МНК «Теория и техника передачи, приема и обработки информации». Х.: ХНУРЭ. 2004. Ч. 1. С. 201-202.
3. *Леховицкий, Д. И.* «Особенности междупериодной обработки сигналов на фоне пассивных помех в некогерентных импульсных РЛС» / Д. И. Леховицкий, И. Г. Кириллов, С. И. Бурковский // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. 2005. №2(10). С.51-57.
4. *Репин, В. Г.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В. Г. Репин, А. Г. Тартаковский. М.: Сов. радио, 1977.
5. *Исимару, А.* Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах / А. Исимару. М.: Мир, 1981. Т. 1.

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ТОЧЕЧНЫХ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПРОТЯЖЕННЫХ ПО ДАЛЬНОСТИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ¹

Родионов В.В., Голованов А.В.

ОАО «Челябинский радиозавод «Полет»

454080, г. Челябинск, Тернопольская, 6

Тел (+7 351 2 32 12 97), e-mail: rodionov@polyot.ru

The new adaptive algorithm of a detection of the dot targets on a hum noise extended on distance because of wavelet-transformation is offered. The computing advantages and losses in performances of a detection of offered algorithm in a comparison with algorithm using of an own vector are shown.

Обнаружение движущихся целей на фоне пассивных помех является одной из наиболее важных проблем радиолокации.

Для обзорных РЛС управления воздушным движением характерна работа в условиях пассивных помех, вызванных отражениями от местных предметов, метеообразований, подстилающей поверхности. При этом РЛС должна обеспечивать максимальную дальность действия при ограниченной пиковой мощности передатчика и бороться с протяженными по дальности пассивными помехами.

Задача борьбы с пассивными помехами имеет много вариантов решения, например, череспериодная компенсация (ЧПК), алгоритм адаптивной решетчатой фильтрации [1]. При этом реализация алгоритма сводится к применению некоторого фильтра межпериодной обработки сигнала.

Обработка входного сигнала должна производиться в реальном времени, поэтому актуальной является проблема синтеза быстрых алгоритмов. Один из вариантов такого алгоритма может быть основан на применении вейвлет-преобразования [2].

Для борьбы со слепыми скоростями применяется вобуляция периода повторения импульсов, поэтому синтезируемые вейвлеты должны быть приспособлены к переменным периодам зондирования.

В докладе описывается метод получения таких вейвлетов и обосновывается возможность использования вейвлет-преобразования в задаче обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех.

Необходимо обнаружить сигнал в виде пачки из N импульсов с вобуляцией периода повторения на фоне гауссовской пассивной помехи и белого гауссовского шума.

Для данных моделей сигнала и помехи синтезированный алгоритм обнаружения имеет следующий вид

$$L(x) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} K_{ij}^{-1} x_i x_j^* = \sum_{i=0}^{N-1} \left| \sum_{j=0}^{N-1} K_{ij}^{-1/2} x_j \right|^2 \gg c, \quad (1)$$

где K_{ij} – элементы корреляционной матрицы суммы пассивной помехи и белого шума

\mathbf{K} ; $x_i = \int_{t_i}^{t_i+\tau} x(t) s_0(t-t_i) dt$ – отсчеты импульсов пачки на выходе согласованного фильтра.

Рассмотрим две $(N \times N)$ - матрицы $\tilde{\mathbf{W}} = (\tilde{w}_0, \tilde{w}_1, \dots, \tilde{w}_{N-1})$ и $\mathbf{W} = (\bar{w}_0, \bar{w}_1, \dots, \bar{w}_{N-1})$, представляющие прямое и обратное вейвлет-преобразование. Для этих матриц выполняется равенство $\mathbf{W}^* \tilde{\mathbf{W}} = \tilde{\mathbf{W}} \mathbf{W}^* = \mathbf{I}$, причем $\tilde{\mathbf{W}} \neq \mathbf{I}$, $\mathbf{W} \neq \mathbf{I}$ (\mathbf{I} – единичная матрица, сим-

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и Правительства Челябинской области

вол «*» используется для обозначения эрмитового сопряжения). Заметим также, что выполняется равенство $(\mathbf{W}^* \tilde{\mathbf{W}})^* = \mathbf{I}$ т.е. $\tilde{\mathbf{W}}^* \mathbf{W} = \mathbf{I}$.

Представим рассматриваемый алгоритм обнаружения (1) в матричном виде $\mathbf{x}^* \mathbf{K}^{-1} \mathbf{x} > c$. Используя прямое и обратное вейвлет-преобразование, его можно переписать в виде

$$\mathbf{x}^* \tilde{\mathbf{W}}^* \mathbf{W} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{W}^* \tilde{\mathbf{W}} \mathbf{x} > c.$$

Пусть $\Psi^{-1} = \mathbf{W} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{W}^*$, тогда алгоритм обнаружения примет вид

$$(\Psi^{-1/2} \tilde{\mathbf{W}} \mathbf{x})^* (\Psi^{-1/2} \tilde{\mathbf{W}} \mathbf{x}) > c.$$

Поскольку корреляционная матрица \mathbf{K} пассивной помехи неизвестна, то вместо нее используем ее максимально правдоподобную оценку

$$\hat{\mathbf{K}} = \mathbf{T} \mathbf{T}^*,$$

где \mathbf{T} – $(N \times L)$ -матрица обучающей выборки.

Опишем класс помех, задав корреляционную матрицу следующим образом

$$\mathbf{K} = \mathbf{W}^* \Psi \mathbf{W},$$

где Ψ – диагональная матрица размера $N \times N$, ее диагональные элементы ψ_k ($k = \overline{0, N-1}$) – положительные вещественные числа; $\tilde{\mathbf{W}}$ и \mathbf{W} выбранная заранее биортогональная пара систем векторов вейвлет-преобразования.

Адаптация к такой помехе заключается в оценке диагональных элементов ψ_k матрицы Ψ по обучающей выборке $\mathbf{T} = (\bar{t}_1, \bar{t}_2, \dots, \bar{t}_L)$. Оценкой максимального правдоподобия величины ψ_k является

$$\hat{\psi}_k = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \left| \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{w}_{kj} t_{ji} \right|^2.$$

Алгоритм обнаружения тогда запишется так

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\hat{\psi}_k} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{w}_{ki} x_i \right|^2 > c \quad (2)$$

Для получения элементов матрицы $\hat{\psi}_k$ и обнаружения применяется один и тот же биортогональный вейвлет $\tilde{\mathbf{W}}$.

При работе РЛС решение о наличии или отсутствии полезного сигнала (об обнаружении или необнаружении цели) принимается каждый раз при получении новых отсчетов входного сигнала $\{x_i\}$, поэтому рассмотрим левую часть выражения (2) как нелинейный фильтр вида

$$y_m = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\hat{\psi}_{m,k}} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{w}_{m,k,i} x_{m+i} \right|^2, \quad (3)$$

$$\text{где } \hat{\psi}_{m,k} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \left| \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{w}_{m,k,j} t_{j+m,i} \right|^2.$$

Заметим что, элементы матрицы $\tilde{w}_{m,k,i}$ вычислены для каждого отсчета по времени m заранее. Здесь на вход нелинейного фильтра поступает последовательность $\{x_i\}$, на выходе имеем последовательность $\{y_i\}$.

При такой записи алгоритма (3) не очевидно то, что он позволяет находить y_m путем использования промежуточных результатов вычисления на предыдущих итерациях.

Далее будет показано, что применение вейвлет-преобразования дает такую возможность, что в свою очередь приводит к уменьшению вычислительных операций.

В статье [4] описывается алгоритм обнаружения, основанный на собственных векторах корреляционной матрицы помехи:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\lambda_k} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \Phi_{ki} x_i \right|^2 \gg c, \quad (4)$$

где λ_k , $\bar{\Phi}_k$ – собственные числа и собственные вектора корреляционной матрицы помехи.

Этот алгоритм очень похож на предлагаемый, разница заключается лишь в базисе, по которому производится разложение корреляционной функции помехи.

В отличие от алгоритма (4), использующего собственные вектора, алгоритм на основе вейвлет-преобразования (2) не вычисляется непосредственно в том виде, в котором он записан. Особенности вычисления этого алгоритма и вейвлет-преобразования, на котором он базируется, описаны ниже.

Рассмотрим вейвлет-преобразование, применяемое в алгоритме обнаружения сигнала. При стандартном вейвлет-разложении, когда вейвлет преобразованию подвергаются только компоненты аппроксимации, матрицы $\tilde{\mathbf{W}}$, \mathbf{W} описываются следующим образом

$$\tilde{\mathbf{W}} = \prod_{j=0}^{l-1} \tilde{\Phi}_j, \quad \mathbf{W} = \prod_{j=0}^{l-1} \Phi_j,$$

где $l = \overline{\log_2 N}$ – число уровней вейвлет разложения; $N = 2^n$ – размер входного вектора

(n – натуральное число); $\tilde{\Phi}_j = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_j & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$, $\Phi_j = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_j & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$ – $(N \times N)$ -матрицы, $\tilde{\mathbf{W}}_j = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_j \\ \tilde{\mathbf{G}}_j \end{bmatrix}$,

$\mathbf{W}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_j \\ \mathbf{G}_j \end{bmatrix}$ – $(N2^{-j} \times N2^{-j})$ – матрицы одноуровневого вейвлет-преобразования.

Матрицы $\tilde{\mathbf{H}}_j$, $\tilde{\mathbf{G}}_j$, \mathbf{H}_j , \mathbf{G}_j размера $N2^{-j-1} \times N2^{-j}$ определяются с помощью лифтинговых соотношений [5]

$$\tilde{\mathbf{H}}_j = (\mathbf{I} - \mathbf{S}_j \tilde{\mathbf{S}}_j^*) \mathbf{E}_j + \mathbf{S}_j \mathbf{D}_j,$$

$$\tilde{\mathbf{G}}_j = -\tilde{\mathbf{S}}_j^* \mathbf{E}_j + \mathbf{D}_j,$$

$$\mathbf{H}_j = \mathbf{E}_j + \tilde{\mathbf{S}}_j \mathbf{D}_j,$$

$$\mathbf{G}_j = -\mathbf{S}_j^* \mathbf{E}_j + (\mathbf{I} - \mathbf{S}_j^* \tilde{\mathbf{S}}_j) \mathbf{D}_j.$$

Здесь $\mathbf{E}_j = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$ – $(N2^{-j-1} \times N2^{-j})$ – матрица, элементы которой

удовлетворяют условию $e[i, 2i-1] = 1$ при $1 \leq i \leq N2^{-j-1}$ и равны нулю в остальных случаях.

$$\mathbf{D}_j = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} - (N2^{-j-1} \times N2^{-j}) - \text{матрица, элементы которой удовлетворяют}$$

условию $d[i, 2i] = 1$ при $1 \leq i \leq N2^{-j-1}$ и равны нулю в остальных случаях. Матрицы \mathbf{E}_j , \mathbf{D}_j представляют вейвлет Лэйзи [5] и осуществляют разделение входных отсчетов сигнала на четные и нечетные. Для них выполняются следующие соотношения

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_j \\ \mathbf{D}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_j^* & \mathbf{D}_j^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_j^* & \mathbf{D}_j^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_j \\ \mathbf{D}_j \end{bmatrix} = \mathbf{I}.$$

В свою очередь матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_j$, \mathbf{S}_j размера $N2^{-j-1} \times N2^{-j-1}$ могут выбираться произвольным образом [5], поскольку лифтинговая схема гарантирует выполнение условия биортонormalности $\tilde{\mathbf{W}}\mathbf{W}^* = \mathbf{I}$ для любых матриц $\tilde{\mathbf{S}}_j, \mathbf{S}_j$. Для того чтобы убедиться в этом, достаточно показать, что для любых $\tilde{\mathbf{S}}_j, \mathbf{S}_j$ выполняется условие $\tilde{\mathbf{W}}_j\mathbf{W}_j^* = \mathbf{I}$.

Поскольку для борьбы со слепыми скоростями применяется вобуляция сигнала (отсчеты сигнала берутся через разные промежутки времени), то использовать вейвлеты первого поколения нельзя. Следовательно, необходимо синтезировать вейвлеты, которые были бы приспособлены к переменным периодам зондирования. Для синтеза таких вейвлетов используется лифтинговая схема.

Матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_j$, \mathbf{S}_j , используемые в лифтинговой схеме, однозначным образом определяют вейвлеты.

Суть лифтинговой схемы заключается в том, что сначала, осуществляется предсказание по нечетным отсчетам сигнала четных отсчетов. Разность между предсказанным отсчетом и самим отсчетом представляет коэффициент детализации. Потом, используя коэффициенты детализации, производится обновление нечетных отсчетов. Данные действия можно проделать с помощью фильтров, они носят названия фильтров предсказания $P_{j,l}$ и обновления $U_{j,l}$ [3].

В соответствии с лифтинговой схемой обновление производится с помощью коэффициентов детализации, посчитанных на предыдущем уровне.

Покажем, как в алгоритме обнаружения для уменьшения вычислительных затрат использовать результаты предыдущих итераций.

Рассмотрим сначала алгоритм обучения $\hat{\psi}_{m,k} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \left| \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{w}_{m,k,j} t_{j+m,i} \right|^2$. Пусть имеется

одноуровневое вейвлет преобразование, которое реализует двух канальную обработку входного сигнала. Обозначим результат вейвлет-преобразования $z_{m,k,i} = \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{w}_{m,k,j} t_{j+m,i}$

($m = 2l$, где l – целые положительные числа). На основании итерационных формул быстрого дискретного вейвлет-преобразования [3] можно записать

$$z_{m,k,i} = \begin{cases} s_{k+l,i} & 0 \leq k \leq N/2 - 1, \\ d_{k+l-N/2,i} & N/2 \leq k \leq N - 1, \end{cases}$$

где $s_{l,i} = \sum_j \tilde{h}_{j,l} t_{2l+j,i}$, $d_{l,i} = \sum_j \tilde{g}_{j,l} t_{2l+j,i}$.

$\tilde{h}_{j,l}$, $\tilde{g}_{j,l}$ – коэффициенты фильтров вейвлет-преобразования.

Таким образом, $\hat{\Psi}_{m,k}$ выражается так

$$\hat{\Psi}_{m,k} = \begin{cases} \hat{\Psi}_{k+l}^{(s)} & 0 \leq k \leq N/2-1, \\ \hat{\Psi}_{k+l-N/2}^{(d)} & N/2 \leq k \leq N-1, \end{cases}$$

где $\hat{\Psi}_l^{(s)} = \sum_i |s_{l,i}|^2$, $\hat{\Psi}_l^{(d)} = \sum_i |d_{l,i}|^2$.

Запишем теперь алгоритм обнаружения (7) в следующем виде

$$y_m = \sum_{k=0}^{N/2-1} \frac{1}{\hat{\Psi}_{m,k}} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{w}_{m,k,i} x_{m+i} \right|^2 + \sum_{k=N/2}^{N-1} \frac{1}{\hat{\Psi}_{m,k}} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{w}_{m,k,i} x_{m+i} \right|^2.$$

С учетом выражения для $\hat{\Psi}_{m,k}$ этот алгоритм можно переписать

$$y_m = \sum_{l=n}^{n+N/2-1} \frac{1}{\hat{\Psi}_l^{(s)}} \left| \sum_i \tilde{h}_{i,l} x_{2l+i} \right|^2 + \sum_{l=n}^{n+N/2-1} \frac{1}{\hat{\Psi}_l^{(d)}} \left| \sum_i \tilde{g}_{i,l} x_{2l+i} \right|^2 = \\ \sum_{l=n}^{n+N/2-1} \frac{1}{\hat{\Psi}_l^{(s)}} |s_l|^2 + \sum_{l=n}^{n+N/2-1} \frac{1}{\hat{\Psi}_l^{(d)}} |d_l|^2,$$

где $n = m/2$; $s_l = \sum_i \tilde{h}_{i,l} x_{2l+i}$, $d_l = \sum_i \tilde{g}_{i,l} x_{2l+i}$ – коэффициенты аппроксимации и детализации, получаемые при разложении входного сигнала $\{x_m\}$.

Отметим что, значение y_m вычисляется заново только при получении двух новых отсчетов последовательности $\{x_m\}$, поэтому обозначим последовательность y_m как y_n .

Обозначим $u_l = \frac{1}{\hat{\Psi}_l^{(s)}} |s_l|^2$, $v_l = \frac{1}{\hat{\Psi}_l^{(d)}} |d_l|^2$, тогда y_n выражается так

$$y_n = \sum_{l=0}^{N/2-1} (u_{l+n} + v_{l+n}).$$

Следовательно, выходную последовательность можно вычислить рекуррентно

$$y_{n+1} = y_n + u_{n+N/2-1} - u_n + v_{n+N/2-1} - v_n.$$

Аналогичным образом можно показать возможность рекуррентного вычисления выходной последовательности для многоуровневого вейвлет-преобразования.

Определим, какие будут вычислительные выгоды и потери характеристиках обнаружения предлагаемого алгоритма по сравнению с алгоритмом, использующим собственные вектора.

На рис. 1 приведены результаты расчетов вероятности правильного обнаружения цели, движущейся с различной скоростью для предлагаемого алгоритма обнаружения и алгоритма, использующего собственные вектора для случая, когда гауссовская помеха описывается корреляционной матрицей $K_{ij} = \sigma_p^2 \exp(-\alpha(t_i - t_j)^2)$ со среднеквадратическим отклонением флуктуаций скорости – 0.32 м/с; периоды повторения (мкс) – 1808, 2196, 2786; длина волны – 0.24 м; отношение сигнал-шум – 10дБ; отношение помеха-сигнал – 50дБ; вероятность ложной тревоги – 10^{-6} .

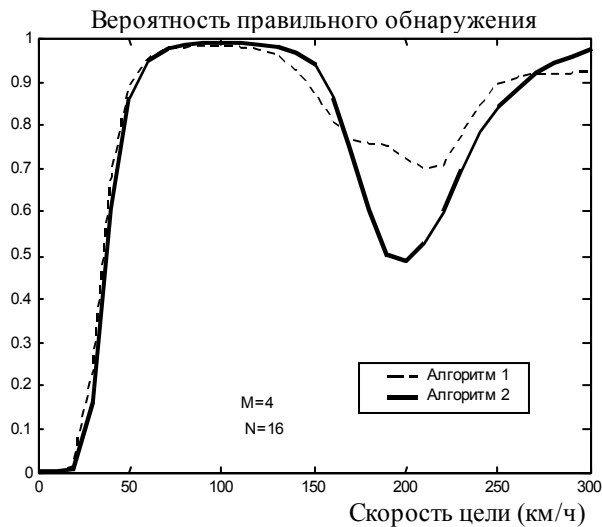


Рис. 1

В данной работе предложен адаптивный алгоритм обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех на основе вейвлет-преобразования. Использование этого алгоритма позволяет существенно уменьшить вычислительные затраты и ускорить обработку сигнала. Получены характеристики обнаружения предлагаемого алгоритма.

Показана возможность применения лифтинговой схемы в данном алгоритме. Описана методика получения коэффициентов фильтров предсказания и обновления.

В заключение авторы благодарят профессора Соловьева А.А. за внимание к работе и ряд ценных предложений.

Литература

1. Леховицкий Д.И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры // Изв. вузов, Радиофизика. 1992. Т.35, №9-10. С. 790-808.
2. Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование. — Успехи физических наук, Май 2001, Том 171, № 5, С 465-501.
3. Sweldens W., Schroder P. Building your own wavelets at home. 1995.
4. Родионов В.В. Адаптивный алгоритм обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех // Прикладная радиоэлектроника. 2002. № 1. С.173-180.
5. Sweldens W. The Lifting Scheme: A construction of second generation wavelets. 1995.

РЕЗЕРВЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ СИСТЕМ СДЦ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ИНТЕРВАЛОВ ЗОНДИРОВАНИЯ

Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, Г. А. Жуга,
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, НДЦ ИИРЭСТ
Тел. (057) 702-11-38, e-mail: rvp@kture.kharkov.ua

The distinctions of the optimal system of interperiod processing (IPP) of Gaussian coherent signals on the background of Gaussian clutters from the standard IPP system of the pulse 10 centimeter-band radar with the sounding intervals bundlewise wobulation are considered. The potential reserves, expediency and promising directions of IPP systems of such radars perfection are estimated on this basis.

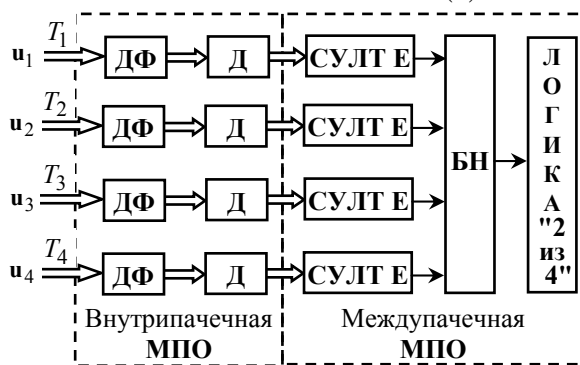
Введение. В практике радиолокации широко распространены когерентно-импульсные РЛС с **попачечной wobуляцией интервалов зондирования (ПВ ИЗ)**. Системы междупериодной обработки (МПО), реализующие нетраекторную СДЦ на фоне пассивных помех (ПП), в них, как правило, разрабатывались в период, когда важные рекомендации теории было трудно реализовать на практике из-за ограниченных возможностей элементной базы. К настоящему времени в связи с бурным развитием цифровой техники эти возможности существенно расширились. Поэтому важно оценить имеющиеся резервы повышения эффективности систем МПО. В данной работе они оцениваются путем сравнения эффективности оптимальной и **штатной** обработки, под которой понимается система МПО РЛС 10 – сантиметрового диапазона с **ПВ ИЗ** [1].

1. Особенности штатной системы МПО сигналов на фоне ПП в РЛС с ПВ ИЗ. Передатчик РЛС с **ПВ ИЗ** [1] периодически излучает $M = n \cdot m$ – мерные **когерентные пакеты** радиоимпульсов, составленные из $n = 4$ **пачек** по m импульсов в каждой со значениями $m = 8, 12$ или 16 в зависимости от используемого режима зондирования. Интервалы зондирования импульсов T_i в i -й ($i \in 1, 4$) пачке постоянны, но различны от пачки к пачке. В приемнике после внутрипериодной обработки (согласованной фильтрации одиночных радиоимпульсов пакета) и фазового детектирования формируются комплексные амплитуды отраженных сигналов M смежных периодов зондирования (азимутов) из N элементов дальности, которые после преобразования в цифровую форму запоминаются в блоке памяти.

В нем в каждом k -м ($k \in 1, N$) элементе дальности формируется $M = n \cdot m$ – мерный вектор (**пакет**)

$$\mathbf{u}(k) = \{ \mathbf{u}_i(k) \}_{i=1}^n = \mathbf{y}(k) + \gamma \cdot \mathbf{s}(k), \quad \gamma = 0, 1 \quad (1)$$

комплексных амплитуд шума и пассивной помехи (ПП) $\mathbf{y}(k)$ или (при $\gamma = 1$) их аддитивная смесь с полезным сигналом $\mathbf{s}(k)$, $k \in 1, N$. Он состоит из $n = 4$ **пачек** m – элементных векторов комплексных амплитуд



$\mathbf{u}_i = \{ u_\ell^{(i)} \}_{\ell=1}^m$.

Сформированный в блоке памяти комплексный массив входных данных обрабатывается штатной системой МПО (рис. 1). Междупериодная обработка в ней разделяется на когерентную **внутрипачечную** и некогерентную бинарную **междупачечную**.

На этапе внутрипачечной МПО (рис. 1) каждый из $n = 4$ комплексных $m \times N$ – мерных входных массивов независимо обрабатывается набором из m

Рис. 1. Штатная система МПО

(ДФ – доплеровские фильтры, Д – детекторы, БН – бинарный накопитель)

“сглаженных” доплеровских фильтров (**ДФ**) с низким уровнем боковых лепестков, настроенных на частоты, равномерно расположенные на интервале $(0, F_i)$, $i \in 1, 4$.

При этом **когерентная** внутрипачечная обработка сводится к весовому суммированию (фильтрации)

$$\xi_i(v, k) = \mathbf{r}_i^*(v) \cdot \mathbf{u}_i(k) = \sum_{\ell=1}^m r_\ell^{(i)*}(v) \cdot u_\ell^{(i)}(k) \quad (2)$$

элементов каждой пачки в фильтрах с импульсными характеристиками (**ИХ**), определяемыми весовыми векторами вида

$$\mathbf{r}_i(v) = \{r_\ell^{(i)}(v)\}_{\ell=1}^m = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}_i(f_v), \quad i \in 1, 4; \quad v \in 1, m. \quad (3)$$

Здесь $\mathbf{D} = \text{diag}\{d_\ell\}_{\ell=1}^m$ – диагональная $m \times m$ матрица “сглаживания” **А. Ф. Кукольницкого** с элементами d_ℓ на главной диагонали, зависящими от размера m пачки,

$$\mathbf{x}_i(f_v) = \exp\{j2\pi f_v T_i \ell\}_{\ell=1}^m \quad (4)$$

– m -мерный вектор отсчетов комплексной гармоники частотой f_v в моменты времени $\tau_\ell = T_i \cdot \ell$, $\ell \in 1, m$. В (2) и далее звездочка (*) обозначает эрмитово сопряжение.

На рис. 2 сплошными кривыми показаны квадраты модулей $\text{кр}(f)$ (в дБ) частотных характеристик (**ЧХ**) “средних” ($v = m/2$) штатных доплеровских фильтров пачек размером $m = 8$ и $m = 12$. Для сравнения штриховыми линиями показаны значения $\text{кр}(f)$ для “несглаженных” **ДФ** с **ИХ** (4), т.е. для согласованных фильтров. Из сравнения сплошных

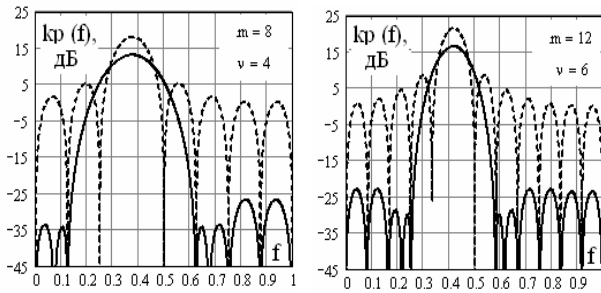


Рис. 2. Квадраты АЧХ доплеровских фильтров

и штриховых кривых видно, что окна **А. Ф. Кукольницкого** существенно уменьшают уровень боковых лепестков **ЧХ** доплеровских фильтров, но одновременно расширяют главный лепесток и уменьшают его максимальное значение. За счет этого на выходах **ДФ** мощность **ПП** (например, от местных предметов), спектр которых сосредоточен в зоне этих боковых лепестков, может быть существенно ниже, чем на выходах “несглаженных” фильтров.

Поэтому для сигналов движущихся целей с доплеровскими частотами в окрестности максимумов **ЧХ** “сглаживание” дает выигрыш в энергетическом отношении сигнал/(помеха+шум) (**ОСПШ**). В штатной неадаптивной системе **СДЦ** “сглаживание” **ИХ** фильтров является необходимостью в условиях **ПП**. В зонах, свободных от **ПП**, “сглаживание” сопровождается потерями в отношении сигнал-шум (**ОСШ**) из-за расширения главного лепестка **ЧХ ДФ** и уменьшения его уровня.

В блоке междупачечной **МПО** (рис. 1) реализуется **биннарное некогерентное** междупачечное накопление сигналов с последующим принятием решения об обнаружении (или необнаружении) цели по логике “ K из n ”, в частности, “2 из 4”.

2. Оптимальные системы МПО. Оптимальная линейная обработка $M = n \cdot m$ – мерного когерентного пакета радиоимпульсов на фоне гауссовых **ПП** сводится к весовому суммированию вида [2]:

$$\xi(v, k) = \mathbf{r}^*(v) \cdot \mathbf{u}(k) = \sum_{\ell=1}^M r_\ell^*(v) \cdot u_\ell(k), \quad (5)$$

где

$$\mathbf{r}(v) = \Psi \cdot \mathbf{x}(v) \quad (6)$$

– весовой вектор, определяющий M -мерную **ИХ** оптимального фильтра; $\Psi = \Phi^{-1}$ – $M \times M$ матрица, обратная корреляционной матрице (**КМ**) Φ междупериодных флуктуаций **ПП** на входе системы **МПО**;

С учетом (6) соотношение (5) можно представить в виде:

$$\xi(v, k) = \mathbf{x}^*(v) \cdot \Psi^* \cdot \mathbf{u}(k). \quad (7)$$

Предпороговая статистика обнаружения (достаточная статистика) ζ_γ представляет собой модуль или квадрат модуля весовой суммы (7):

$$\zeta_\gamma = |\xi(v, k)|^2 = |\mathbf{x}^*(v) \cdot \Psi^* \cdot \mathbf{u}(k)|^2. \quad (8)$$

На рис. 3 показана соответствующая (8) структура оптимального обнаружителя M -мерного когерентного пакета радиопульсов на фоне **ПП** при известной доплеровской частоте сигнала (фиксированном значении f_v).



Рис. 3. Структура оптимального обнаружителя

(СУЛТ **Е**), после чего принимается решение о наличии или отсутствии цели в проверяемом импульсном объеме [2].

Таким образом, отличие оптимальной системы **МПО** от штатной заключается в использовании не разделяющейся на внутри – и междупачечную (совместной) обработки на основе оптимального **фильтра подавления** и **согласованных** ("несглаженных") доплеровских фильтров **когерентного** междупериодного накопления **пакета** импульсов.

3. Сравнение эффективности штатной и оптимальной систем МПО. При расчете характеристик обнаружения штатной системы **МПО** необходимо учитывать, что выходные напряжения доплеровских фильтров в общем случае коррелированы. В "предельной" ситуации единичной корреляции выходных сигналов всех фильтров всех пачек для вероятности правильного обнаружения (**ВПО**) D может использоваться формула

$$D = F^{(1+\mu)^{-1}}, \quad (9)$$

где $\mu = \max_{i,v} \mu_i(v)$ – максимальное по всем фильтрам значение **ОСПШ**. Аналогичная формула справедлива и для оптимальной **МПО**, но под μ должно пониматься **ОСПШ** на выходе согласованного фильтра.

На рис. 4 приведены семейства характеристик обнаружения, рассчитанные по (9) (рис. 4, *а, в*) и полученные математическим моделированием (рис. 4, *б, г*). Параметром семейств служат значения относительной (по отношению к уровню собственного шума приемника) интенсивности **ПП** η с гауссовой (рис. 4, *а, б*) или экспоненциальной (рис. 4, *в, г*) **КМ** с модулем коэффициента междупериодной корреляции, равным $\rho_1 = 0.99$. Пачка когерентного сигнала размера $M = 4 \cdot m = 48$ описывается первой моделью Сверлинга, радиальная скорость цели равна $v = 365$ м/с (1336 км/ч). Штриховые кривые соответствуют оптимальной системе (рис. 3), сплошные кривые – штатной системе **МПО** (рис. 1).

Как видно из рис. 4, *а, б*, выигрыш оптимальной **МПО** по сравнению со штатной в пороговом сигнале для гауссовой **КМ** **ПП** существенно зависит от относительного уровня **ПП** η и не превосходит 5 – 7 дБ вплоть до значений $\eta \leq 30$ дБ. Помеха такого уровня ниже или соизмерима с уровнем боковых лепестков **ЧХ** штатных фильтров (см. рис. 2), так что полезные сигналы в этих условиях маскируются практически только шумом приемника. Однако при $\eta \geq 40$ дБ рост **ПП** сопровождается пропорциональным ростом требований к пороговому сигналу. Эта пропорциональность – следствие постоянства параметров штатных фильтров.

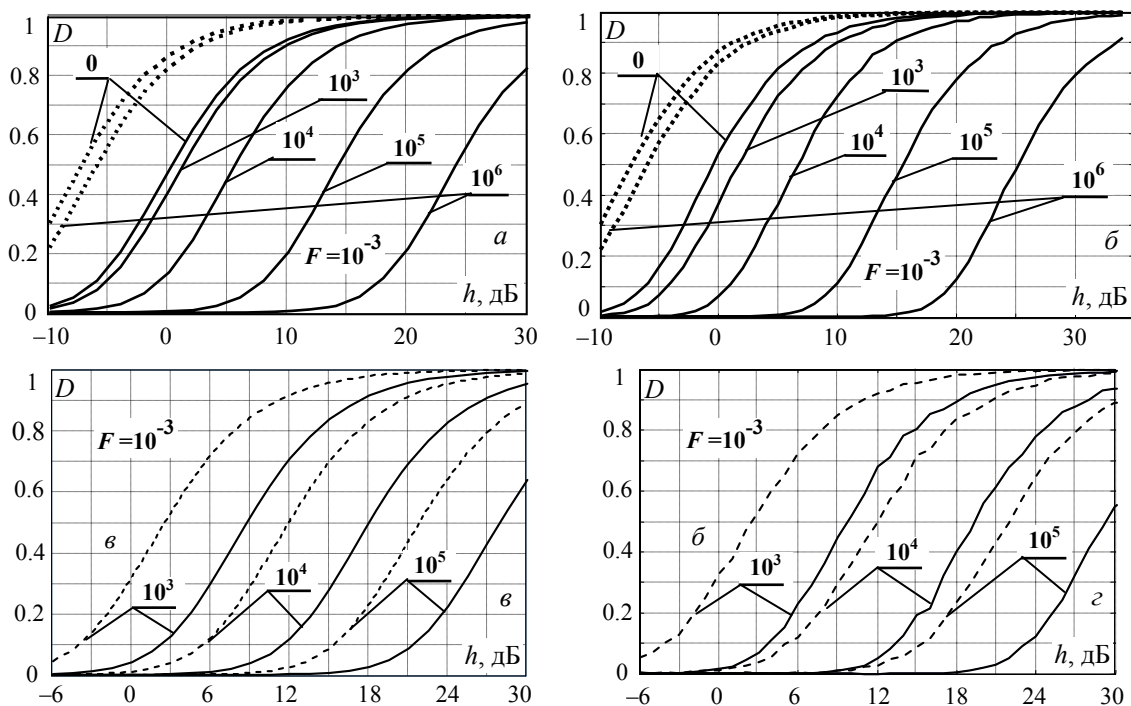


Рис. 4. Расчетные (а, в) и экспериментальные (б, г) характеристики обнаружения когерентных сигналов на фоне ПП с гауссовой (а, б) и экспоненциальной (в, г) КМ

Оптимальная МПО реализуется параметрической системой, параметры которой зависят от КМ помех и меняются так, что большие изменения интенсивности ПП на входе мало меняют уровень их остатков на выходе. В связи с этим **теоретические** резервы по пороговому сигналу для вполне возможных на практике значений $\eta = 40, 50$ и 60 дБ в условиях рассматриваемого примера могут достигать 10, 20 и 30 дБ соответственно. Для экспоненциальной КМ ПП (рис. 4, в, г) резервы не превосходят 6 дБ практически независимо от интенсивности ПП.

Заключение. Результаты расчетов и математического моделирования показывают, что имеются резервы повышения защищенности от пассивных помех РЛС с ПВ ИЗ. В зависимости от вида КМ и интенсивности ПП резервы пороговых сигналов в рассмотренных условиях могут достигать от 6 до 20–30 дБ. Эти резервы соответствуют (практически нереализуемой) оптимальной обработке и поэтому характеризуют лишь границы, к которым можно приблизиться, но нельзя превзойти в реальных условиях априори неизвестных статистических характеристик помех.

Литература

1. Май И. Д., Каспирович А. Г., Винник В. А., Донченко А. И., Мотыль В. Н., Антоненко В. Г. Радиолокационная станция ЗБДб. Эксплуатация и техническое обслуживание: Учебное пособие. – Запорожье, КЭМЗ "Искра", 2003.
2. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий, С. П. Лещенко и др. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ СДЦ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ИНТЕРВАЛОВ ЗОНДИРОВАНИЯ

Д. И. Леховицкий¹, В. П. Рябуха¹, Г. А. Жуга¹, В. Н. Лаврентьев²
¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
 (61166, Харьков, пр. Ленина 14, НДЦ ИИРЭСТ, тел. (057) 702-11-38,
 E-mail: rvp@kture.kharkov.ua)
²КП "НПК "Искра" (69071, г. Запорожье, ул. Магистральная 84)

Results of the experimental studies of the MTD systems based on adaptive lattice filters in the 10-centimetric wave band pulse radar with batch-to-batch staggering of pulse repetition intervals are analyzed. The characteristics obtained using the models and recordings of the real clutters are compared to the MTD standard system characteristics. Recommendations referring to the promising directions of perfecting the MTD systems of such radars are substantiated by the comparison results.

Введение. Проведенный в [4] теоретический анализ показал, что во многих РЛС с попачечной вобуляцией интервалов зондирования (ПВ ИЗ), в частности, в [1], имеются значительные резервы повышения эффективности СДЦ. Очевидно, однако, что для принятия решения о модернизации штатной системы обработки конкретной РЛС такого анализа недостаточно, так как в нем недостаточно полно учитывается многообразие реальных ситуаций и их отличие от моделей теоретических исследований. Важнейшую роль для обоснования решений такого рода играют корректно поставленные эксперименты. В данной работе кратко описаны результаты полунатурных экспериментов в РЛС [1]. В них сопоставлена эффективность штатной фильтровой системы междупериодной обработки (МПО) сигналов на фоне пассивных помех (ПП) – отражений от местных предметов и облаков – и модернизированной системы МПО с адаптивными решетчатыми фильтрами (АРФ) подавления ПП [2, 3, 5] на входе доплеровских фильтров.

1. Экспериментальная установка. Схема экспериментальной установки показана на рис. 1. Входными воздействиями сравниваемых систем СДЦ служат $M = n \cdot m$ – мер-

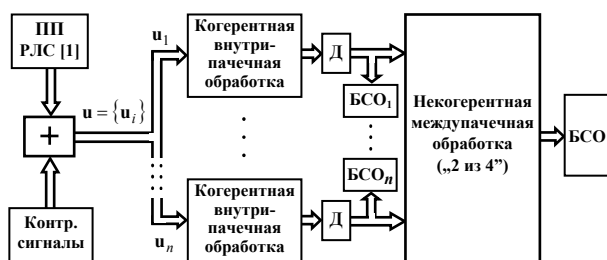


Рис. 1. Схема полунатурных экспериментов

ные векторы комплексных амплитуд (пакеты) $U = \{u_i\}_{i=1}^n$, $n = 4$ **реальных отражений** РЛС [1] из KK элементов дистанции данного азимутального направления в аддитивной смеси с контрольными сигналами. Примеры энергетических дальностно-азимутальных "портретов" ПП этой РЛС показаны на рис. 2 (отражения от местных предметов (а) и облаков (б)). Контрольные сигналы имитируют $M = n \cdot m$ – мерные пакеты полезных сигналов заданной интенсивности от целей с заданными дальностями и радиальными скоростями.

Каждая m – элементная пачка $u_i = \{u_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^m$ ($i \in 1, n$) исходного пакета с одинаковыми

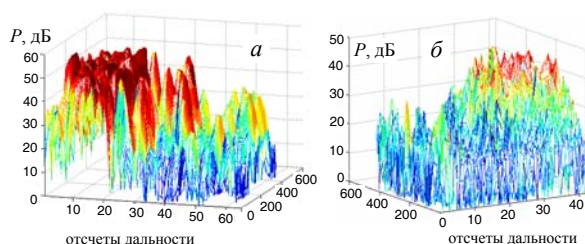


Рис. 2. Энергетические дальностно-азимутальные портреты ПП

выми в пределах пачки, но различными от пачки к пачке временными интервалами между импульсами вначале обрабатывается в своем блоке когерентной внутрипачечной обработки ([4], рис. 1). Продетектированные выходные сигналы доплеровских фильтров всех пачек далее обрабатываются в блоке некогерентной междупачечной обработки.

В блоках статистической обработки (**БСО**) определяются характеристики внутрипачечной **МПО** и соответствующих систем **СДЦ** в целом.

Объекты полунатурных экспериментов:

- **Штатная** неадаптивная система **СДЦ** РЛС с **ПВ ИЗ** [1].
- **Адаптивная** система **СДЦ** на основе **квазиобеляющего** решетчатого фильтра (**РФ**) (рис. 3) (**АСДЦ1**).
- **Адаптивная** система **СДЦ** на основе **квазиобращающего** **РФ** (рис. 3) (**АСДЦ2**).

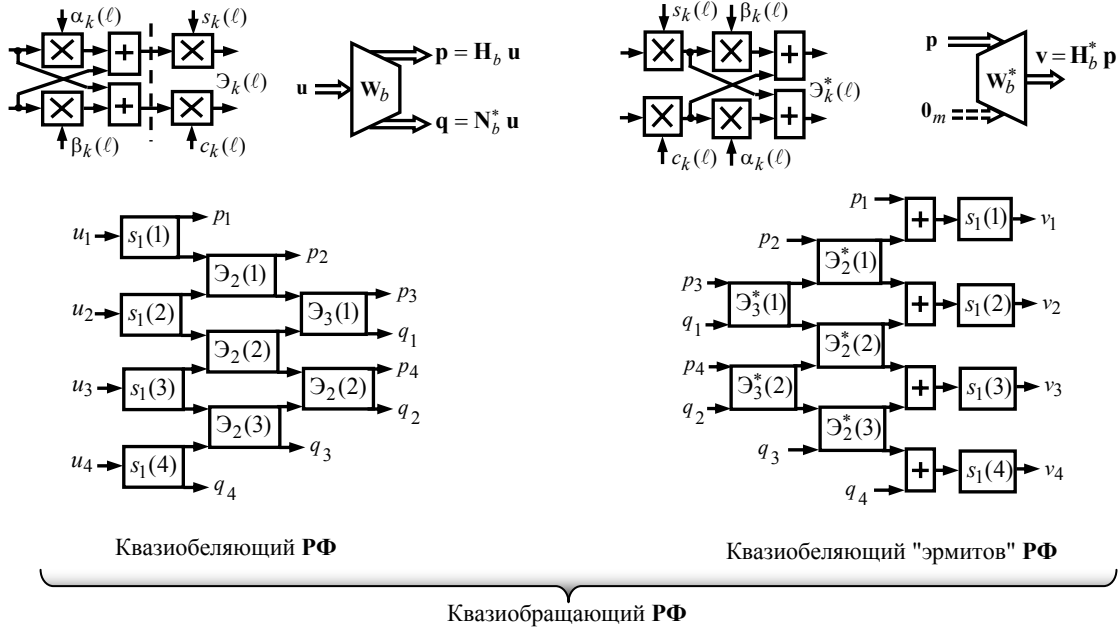


Рис. 3. Квазиобеляющий и квазиобращающий **РФ**

2. Характеристики обнаружения при использовании только энергетического порога (СУЛТ Е). На рис. 4 приведены экспериментальные характеристики обнаружения контрольных сигналов на фоне отражений от облаков (*a*) и местных предметов (*б*).

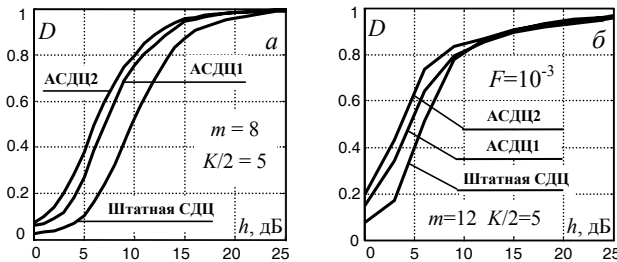


Рис. 4. Характеристики обнаружения сигналов на фоне отражений от облаков (*a*) и местных предметов (*б*)

Контрольные сигналы имитировали когерентные пачки с $m=8$ (*a*) и $m=12$ (*б*) радиоимпульсами (размеры пакетов $M=4 \cdot m=32$ и $M=4 \cdot m=48$) и с заданным отношением сигнал-шум (**ОСШ**) h от $N \geq 1000$ целей, движущихся с радиальными скоростями, равномерно заполняющими диапазон

(ВПО) рассчитана как отношение числа сигналов, превысивших энергетический порог для условной вероятности ложной тревоги (**ВЛТ**) $F=10^{-3}$, к их общему числу N . **АРФ** настроен по обучающей выборке **ПП** объема $K/2=5$.

Из рис. 4 видно, что выигрыш адаптивной обработки в пороговом сигнале по сравнению со штатной неадаптивной обработкой ([4], рис. 1) в условиях облаков составляет примерно 4 дБ, а в условиях местных предметов – примерно 3 дБ. Большой выигрыш в условиях облаков обусловлен ростом относительного уровня боковых лепестков и более широким главным лепестком **ЧХ** фильтров меньшего размера m в штатной системе **СДЦ**, лучшим отслеживанием формы спектра помехи в **АСДЦ**, а также большим интервалом стационарности отражений от облаков, чем от местных предметов.

Значимость этих выигрышей наглядно иллюстрируют экспериментальные скоростные характеристики (СХ) сравниваемых систем СДЦ, приведенные на рис. 5 для ПП от облаков (а) и местных предметов (б).

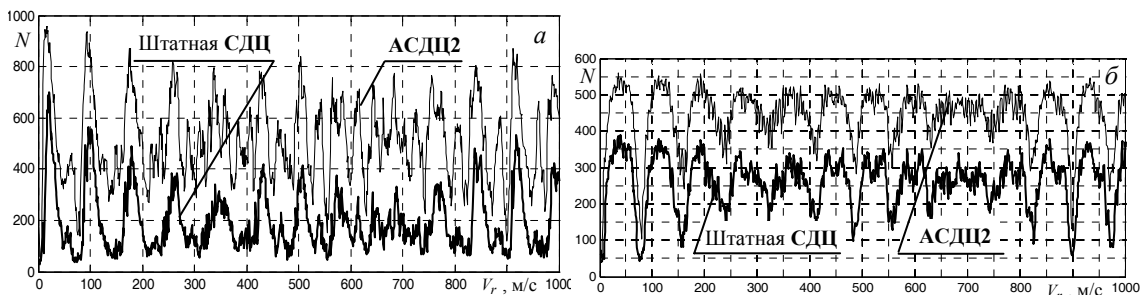


Рис. 5. Скоростные характеристики штатной СДЦ и АСДЦ2 в условиях отражений от облаков (а) и местных предметов (б)

По горизонтальной оси здесь отложена радиальная скорость (в м/с) целей с ОСШ $h = 6$ дБ (а) и $h = 5$ дБ (б) отраженного от них нефлуктуирующего сигнала. По вертикальной оси отложено число целей N с соответствующей скоростью, обнаруженных при использовании только энергетического порога, выбранного для ВЛТ $F = 10^{-3}$. Число целей с каждой скоростью, равномерно расположенных в дальностно-азимутальной зоне ПП, в этом эксперименте равнялось 1091 (а) и 657 (б). Видно, что относительно невысокие выигрыши в пороговом сигнале соответствуют существенным выигрышам в числе обнаруживаемых целей.

3. Характеристики обнаружения при использовании энергетического и скоростного порогов. В РЛС с ПВ ИЗ [1] используется оригинальная последетекторная (некогерентная) междупачечная обработка (рис. 6), дополнительно компенсирующая ПП от источников, движущихся с малыми радиальными скоростями, в том числе точечных по дальности (например, “ангелов”).

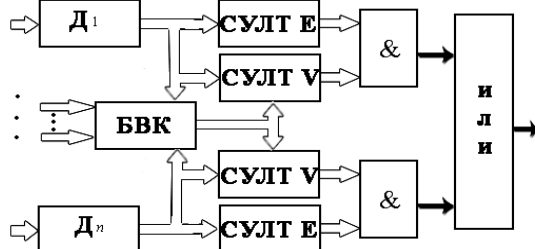


Рис. 6. Схема междупачечной обработки

Продетектированные выходные сигналы m доплеровских фильтров каждой из $n = 4$ пачек пакета сравниваются с энергетическим (СУЛТ Е) и, через блок вычисления “контрастов” (БВК), со скоростным (СУЛТ V) порогами. Если сигнал хотя бы одного из доплеровских фильтров пачки преодолевает

оба порога, считается, что в этой пачке обнаружена цель. Если таких пачек не менее двух (критерий “2 из 4”), принимается решение о наличии цели и в пакете (в проверяемом импульсном объеме) в целом.

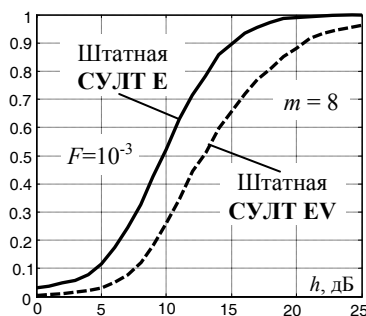


Рис. 7. Характеристики обнаружения штатной СДЦ

Однако при высоком уровне остатков ПП на выходе доплеровских фильтров использование скоростного порога может ухудшать качество обнаружения высокоскоростных целей. Так, на рис. 7 для штатной системы СДЦ показаны экспериментальные характеристики обнаружения сигналов на фоне отражений от облаков. Из кривых обнаружения видно, что применение СУЛТ V приводит к снижению ВПО с величины $D = 0.7$ (СУЛТ Е) до величины $D = 0.42$ (СУЛТ EV) ($\Delta D = 0.28$). С другой стороны, при $D = 0.7$ проигрыш

в уровне порогового сигнала составляет 3.8 дБ.

Этот недостаток штатной СУЛТ V порожен ее спецификой как параметрической системы, свойства которой зависят от входных воздействий. При этом характеристики

СУЛТ V рассчитываются для идеализированных условий отсутствия шума и ПП, а в реальных помеховых условиях модули выходных сигналов доплеровских фильтров могут меняться в широких пределах, и, следовательно, реальные характеристики СУЛТ V не совпадают с идеализированными.

В связи с этим следовало ожидать, что введение компенсаторов ПП на основе АРФ, уменьшающих уровень этих остатков, должно ослабить этот недостаток штатной системы СДЦ при одновременном сохранении ее достоинств. Так, на рис. 8, а приведены экспериментальные СХ штатной СДЦ и АСДЦ2 в условиях ПП от облаков при СУЛТ EV для 5-го из набора скоростных порогов СУЛТ V, а на рис. 8, б – фрагмент СХ, соответствующий зоне скоростной режекции.

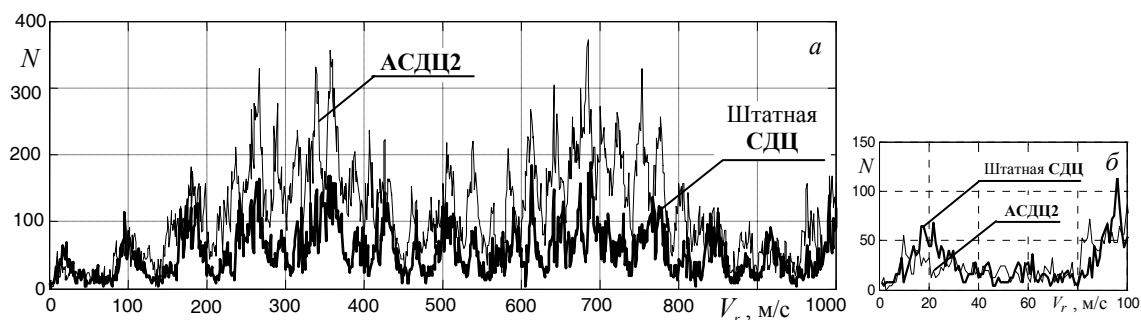


Рис. 8. Скоростные характеристики на фоне отражений от облаков СУЛТ E и СУЛТ V

Как видно из рисунка, адаптивные системы СДЦ на основе АРФ (АСДЦ) остаются эффективнее штатной СДЦ не только при отсутствии, но и при включении СУЛТ V. Выигрыш в числе обнаруженных целей может достигать 1.5 – 2, а в некоторых точках скоростной оси – и более раз. Зона режекции (рис. 8, б) с учетом первой слепой скорости может достигать диапазона 0 – 90 м/с, причем АСДЦ не ухудшает зону режекции по сравнению со штатной СДЦ.

Заключение. Проведенный полунатурный эксперимент показал, что имеющиеся резервы повышения защищенности от пассивных помех РЛС с попачечной вобуляцией интервалов зондирования могут быть реализованы за счет введения адаптивных решетчатых фильтров подавления пассивных помех на входе системы доплеровских фильтров, обычно использующихся в штатных системах СДЦ таких РЛС.

Литература

1. Май И. Д., Каспирович А. Г., Винник В. А., Донченко А. И., Мотыль В. Н., Антоненко В. Г. Радиолокационная станция 36Д6. Эксплуатация и техническое обслуживание: Учебное пособие. – Запорожье, КЭМЗ "Искра", 2003.
2. Радиозлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий, С. П. Лещенко и др. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
3. Леховицкий Д. И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры // Изв. вузов. Радиофизика. – Нижний Новгород, 1992, т.35, № 9 – 10.
4. Леховицкий Д. И., Рябуха В. П., Жуга Г. А. Резервы совершенствования систем СДЦ импульсных РЛС с попачечной вобуляцией интервалов зондирования. – Тезисы доклада, МРФ-2008, с. 16 – 19.
5. Леховицкий Д. И., Рябуха В. П., Жуга Г. А., Лаврентьев В. Н. Экспериментальные исследования систем СДЦ на основе адаптивных решетчатых фильтров в импульсных РЛС с попачечной вобуляцией периодов зондирования. – Х.: Прикладная радиоэлектроника, т.7, 2008, №1, с. 3–16.

ПОВЫШЕНИЕ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ ОБЗОРНЫХ РЛС С НИЗКОСТАБИЛЬНЫМИ ГЕНЕРАТОРНЫМИ ПРИБОРАМИ

В.В. Литвинов, В.И. Климченко, А.В. Очкуренко
Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61165, Харьков, ул. Клочковская 228, тел. (057) 341-22-86

The influence of carrier frequency instability of probing signals on the scatter inter-period correlation factor is discussed. The decreasing influence of carrier frequency instability of probing signals on the moving targets discrimination system is investigated. The recommendations to change receiving-transmission structure in radar are given.

Введение: В существующих обзорных РЛС разведки воздушного пространства типа П-37, П-18, П-19, 5Н84А, в которых используются передающие устройства выполнены на низкостабильных генераторных приборах, уход несущей частоты зондирующих сигналов (ЗС) может достигать 10-20% относительно ширины спектра сигнала. Вследствие этого снижается эффективность системы селекции движущихся целей (СДЦ) и коэффициент подпомеховой видимости не превышает 20 дБ, тогда как требуемая величина коэффициента подпомеховой видимости для РЛС, развернутых на среднепересеченной местности, должна составлять 30...35 дБ [1]. Таким образом, для достижения требуемого уровня эффективности работы системы СДЦ, необходимо повысить $K_{пв}$ на 10...15 дБ.

Целью исследований, результаты которых приведены в работе, является обоснование структуры защищенного от пассивных помех радиолокатора, передающее устройство которого выполнено на низкостабильном генераторном приборе.

Изложение материалов исследований: Тракт формирования зондирующих сигналов и обработки отраженных эхо-сигналов с учетом влияния нестабильностей несущей частоты можно в общем виде представить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 1.



Рис. 1. Эквивалентная схема радиолокационного тракта

Спектры $S_i(f)$, ..., $S_k(f)$ последовательно излучаемых зондирующих радиоимпульсов обычно сходны по форме, но различаются случайными и независимыми отклонениями несущей частоты от номинального значения (δf_i , δf_k – соответственно в i -ом и k -ом тактах зондирования). При отражении от подстилающей поверхности, имеющей случайную частотную характеристику $K_{МО}(f)$, частотные компоненты зондирующих сигналов по-разному "взвешиваются" случайной функцией $K_{МО}(f)$. В результате форма, положение и ширина гребней спектра ПП могут существенно изменяться в процессе работы РЛС, что и является причиной ухудшения межпериодной корреляции ПП, а следовательно, эффективности работы системы СДЦ.

Уменьшить влияние нестабильности несущей частоты ЗС на эффективность системы СДЦ можно за счет введения в тракт обработки принятых сигналов устройств, обеспечивающих коррекцию спектров ПП. Их частотные характеристики $K_i(f)$, ..., $K_k(f)$ должны обеспечивать как можно более точное совмещение произведений $K_i(f) \cdot S_i(f)$, ..., $K_k(f) \cdot S_k(f)$ для всех совместно обрабатываемых в системе СДЦ посылок. Такая обработка

позволит на выходе корректирующего устройства восстановить корреляцию отражений от подстилающей поверхности и повысить степень компенсации пассивных помех.

Описанный принцип предлагается реализовать методом адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов. Суть метода в том, что в каждом такте зондирования осуществляется зеркальное смещение частотной характеристики адаптивного фильтра-корректора (АФК) относительно несущей частоты f_0 , на величину частотной расстройки зондирующего сигнала. В результате на выходе адаптивного корректора спектры обрабатываемых эхо-сигналов совпадают по средней частоте и неизменны по форме. Указанное свойство позволяет при дальнейшей обработке (в частности, в системе СДЦ) использовать одни и те же спектральные составляющие принимаемых сигналов, что приводит к повышению их междупериодной корреляции. В зависимости от формы зондирующих радиоимпульсов и интенсивности ПП коэффициент подпомеховой видимости даже для простейших систем СДЦ теоретически может быть увеличен на 10...25 дБ.

Особенностью действия АФК является то, что происходит трансформация нестабильности несущей частоты ЗС в амплитудные междупериодные флюктуации сигнала на выходе фильтра. Необходимо отметить, что перестройка частотной характеристики фильтра-корректора осуществляется в соответствии с измеренной величиной нестабильности несущей частоты ЗС. Поэтому величина амплитудных междупериодных флюктуаций сигнала на выходе фильтра однозначно связана с величиной нестабильности несущей частоты, что дает возможность учесть изменение амплитуды эхо-сигналов в дальнейшей обработке с помощью нормирующего устройства.

Применение адаптивного фильтра-корректора является эффективным только при высокой точности измерения нестабильности несущей частоты ЗС и высокой точности настройки АЧХ фильтра-корректора на новую частоту в каждом такте зондирования.

Исходным параметром для выработки требований к точности работы АФК является требуемая эффективность системы СДЦ. В РЛС обзора воздушного пространства системе СДЦ можно считать эффективной, если коэффициент подпомеховой видимости $K_{пв}$, не ниже 30...35 дБ. Исходя из этой величины, можно оценить [2] допустимое среднеквадратическое отклонение несущей частоты эхо-сигналов от номинального значения на входе системы СДЦ:

$$\sigma_{f.эхо} \leq \frac{1}{\pi \cdot \tau_{имп} \cdot \sqrt{K_{пв}}} \quad (1)$$

Например, для обеспечения значения $K_{пв} = 35$ дБ в типовой РЛС обзора воздушного пространства П-37 с параметрами $f_{ном} = 3 \cdot 10^9$ Гц, $\tau_{имп} = 2,7 \cdot 10^{-6}$ с допустимое среднеквадратическое отклонение несущей частоты эхо-сигналов на входе системы СДЦ составляет 2,1 кГц.

Среднеквадратическое отклонение несущей частоты эхо-сигналов от номинального значения ($\sigma_{f.эхо}$) представляет собой общую ошибку, образованную ошибками измерения частоты и ошибками настройки АФК. Поскольку процессы измерения и настройки являются независимыми, то значение суммарной среднеквадратической ошибки $\sigma_{f.эхо}$ будет определяться среднеквадратической ошибкой (СКО) измерения ухода частоты $\sigma_{\delta f}$ и СКО настройки адаптивного фильтра $\sigma_{f.АФК}$ на новую частоту: $\sigma_{f.эхо} = \sqrt{\sigma_{f.АФК}^2 + \sigma_{\delta f}^2}$. В [3] показано, что процесс измерения величины отклонения несущей частоты ЗС от номинального значения технически можно реализовать с СКО, величина которой не превышает 1 кГц. С учетом достигнутой точности измерения нестабильности несущей частоты ЗС и допустимого значения среднеквадратического отклонения несущей частоты ЗС на входе системы СДЦ, среднеквадратическая ошибка настройки АЧХ адаптивного фильтра-корректора на новую частоту не должна превышать 1,85 кГц.

Для проверки возможности реализации процесса автоматической настройки частотной характеристики адаптивного фильтра-корректора на новую частоту проведено в общем виде проектирование цифрового фильтра, соответствующего требованиям по бы-

стродействию и точности настройки (СКО настройки частотной характеристики АФК на новую частоту не превышает 1,85 кГц).

Проектирование фильтра проводилось для простых сигналов без внутримпульсной модуляции. Моделировался трансверсальный фильтр с гауссовой АЧХ, линейной фазовой характеристикой и с уровнем боковых лепестков не выше -40 дБ. Количество и значения весовых коэффициентов фильтра рассчитывались с помощью метода Паркса–Макклиллана [4].

Положение, форма и уровень боковых лепестков АЧХ фильтра зависят от количества весовых коэффициентов фильтра и их значений [4]. Настройка частотной характеристики АФК на новую частоту будет зависеть от соответствующего набора весовых коэффициентов фильтра (один набор весовых коэффициентов фильтра соответствует конкретному значению нестабильности несущей частоты ЗС). Количество наборов весовых коэффициентов фильтра зависит от допустимой СКО настройки частотной характеристики АФК на новую частоту, которая, в свою очередь, определяется дискретностью (Δ) перестройки фильтра $\sigma_{f, \text{АФК}} = \Delta/2 \cdot \sqrt{3}$. При $\sigma_{f, \text{АФК}}=1,85$ кГц допустимая величина Δ составит 6,29 кГц. Поскольку существует возможность возникновения дополнительных ошибок, то дискретность перестройки фильтра целесообразно выбрать меньшей, к примеру, равной 5 кГц. С учетом этого для обеспечения возможности перестройки частотной характеристики фильтра в пределах ± 50 кГц необходим 21 набор весовых коэффициентов фильтра.

Таким образом, при поступлении от измерителя нестабильности несущей частоты ЗС информации о величине отклонения несущей частоты ЗС из постоянного запоминающего устройства процессора будет извлечён требуемый набор коэффициентов и осуществлена операция свертки. В постоянное запоминающее устройство следует записать такое количество наборов весовых коэффициентов, которое позволит воссоздать с требуемой точностью необходимую частотную характеристику АФК в текущем такте зондирования.

Техническую реализацию АФК целесообразно осуществить на базе цифрового сигнального процессора (DSP). Среди большого количества DSP следует отметить процессор ADSP-TS001 семейства TigerSHARC. Модель ADSP-TS001 обладает хорошим отношением "эффективность/стоимость". При внушительных возможностях по обработке цена процессора не превышает 10\$. Реализация описанных технических решений на основе процессора ADSP-TS001 обеспечит высокую точность и быстродействие перестройки фильтра по частоте.

Таким образом, предложенный в [3] измеритель нестабильности несущей частоты ЗС и спроектированный адаптивный фильтр-корректор позволят технически реализовать метод адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов.

На рисунке 2 представлена структурная схема приемо-передающего тракта РЛС, позволяющего посредством коррекции частотных характеристик приемного тракта снизить влияние нестабильности несущей частоты ЗС на эффективность системы СДЦ.

С выхода автогенератора с помощью направленного ответвителя часть энергии излучаемого сигнала поступает в канал измерения нестабильности частоты зондирующих сигналов. Смеситель осуществляет перенос спектра исследуемого сигнала на рабочую частоту измерителя нестабильности частоты. Усилитель осуществляет согласование уровня ЗС с динамическим диапазоном аналогово-цифрового преобразователя. Цифровой измеритель нестабильности частоты определяет величину отклонения несущей частоты δf от номинального значения. Значение частотной нестабильности передается в приемное устройство на АФК для смещения его частотной характеристики.

Техническая реализация адаптивной коррекции спектров ПП в РЛС с низкочастотными генераторами предполагает проведение незначительных изменений в структуре станции. Рекомендации по изменению структуры включают: введение канала измерения нестабильности несущей частоты ЗС и замену согласованного фильтра на адаптивный фильтр-корректор.

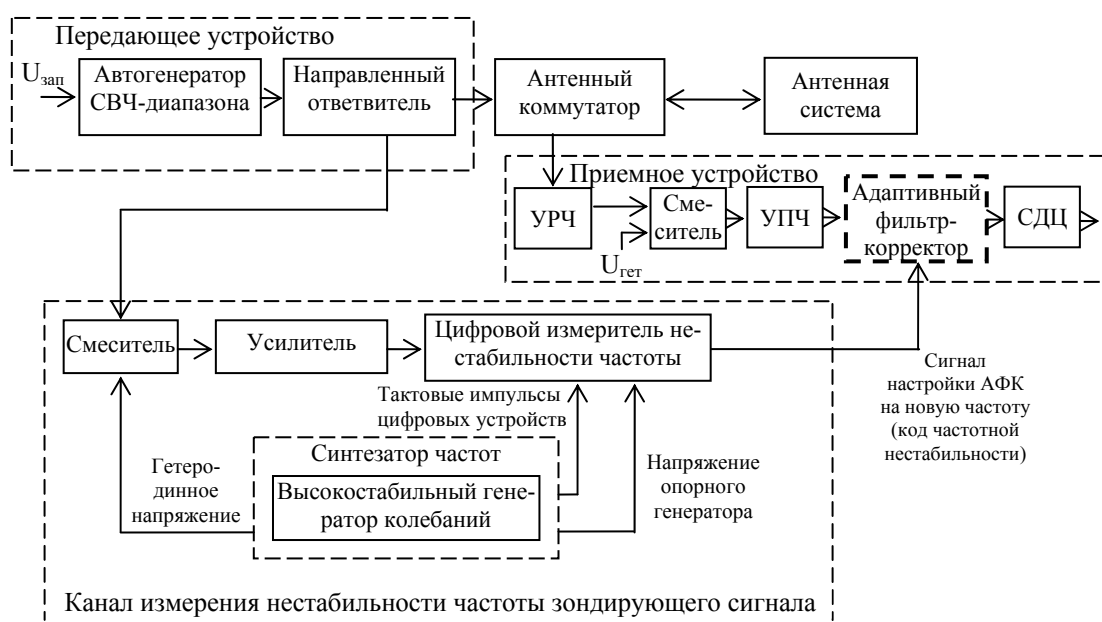


Рис. 2 Структура приемо-передающего тракта защищенного от ПП радиолокатора с низкостабильными генераторными приборами

В целом, техническая реализация адаптивного фильтра-корректора позволит значительно снизить влияние нестабильности несущей частоты ЗС на эффективность систем СДЦ. Совместное использование низкостабильных генераторных приборов и корректирующих устройств в приемном тракте позволит создать защищенный от воздействия пассивных помех дешевый радиолокатор с высокими эксплуатационными параметрами.

Выводы. 1. Уменьшить влияние нестабильности несущей частоты ЗС на эффективность системы СДЦ можно за счет введения в тракт обработки принятых сигналов адаптивного фильтра-корректора, реагирующего на текущие изменения несущей частоты ЗС и перестраивающего свои параметры в процессе работы.

2. Применение в радиолокаторах адаптивного фильтра-корректора является эффективным при условии высокоточного измерения отклонения несущей частоты ЗС от номинального значения и точной настройки частотной характеристики фильтра-корректора на новую частоту. Необходимая точность измерения нестабильности частоты ЗС и точность настройки АФК на новую частоту зависят от эффективности системы СДЦ, которой необходимо добиться при коррекции спектров эхо-сигналов.

3. Реализация в РЛС метода адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов технически легко осуществима на современной элементной базе и не приведет к заметному усложнению станции.

Литература

1. Литвинов В.В. Радиолокаторы систем контроля воздушного пространства: ретроспектива и современные проблемы интеграции и унификации. – Прикладная радиоэлектроника – 2004 – том. 3 – №4 – с. 61-74.

2. Сколник М. Справочник по радиолокации. Том 3 – М.: Советское радио – 1979 – 528 с.

3. Климченко В.И., Очуренко А.В., Бовкун А.Н., Малишев А.А., Куприй В.Н., Невмержицкий И.М. Измерение нестабильности несущей частоты радиоимпульсов малой длительности. – Харьков: Системы обработки информации – №8 – 2006 – с. 32-37.

4. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е издание. – М.: Издательский дом "Вильямс" – 2004 – 992 с.

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВЫХ ПОМЕХ ОТ МОРЯ

В.И. Луценко

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова Нан Украины,

61085, Харьков, ул. Академика Проскуры

Тел.: (8063) 573-18-85; e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

The method for the operating characteristics of the radio systems estimation based on using of model of non Gaussian clutter from underlying surface (sea, land plots) is proposed. The method use half Markov combined processes. The parameters of parametric (Neumann – Pearson, adaptive control of threshold and filter of selection stopband) and non-parametric (sign and linear rank) detectors are analyzed. The loss value of signal to noise ratio is appeared owing to non Gaussian of clutter parameters is estimated.

Введение. В ранних работах, посвященных анализу систем обнаружения, задача решалась в предположении о гауссовой статистике фоновых отражений от поверхности суши и моря. Такое предположение обосновано для систем, не обладающих высоким разрешением, например, РЛС непрерывного излучения, а также импульсных РЛС с достаточно большим разрешаемым объемом. Реальные помехи, создаваемые РЛС отражениями от моря, участков суши, покрытых растительностью и метеообразований, обладают неоднородными пространственно-временными характеристиками, являясь, в общем случае, нестационарным негауссовым шумом [1,2]. В связи с этим представляет интерес разработка моделей нестационарных негауссовых помех, от подстилающих поверхностей (суши, моря), и на их основе методов анализа рабочих характеристик радио систем.

Расчет характеристик обнаружения. В работе [3] было предложено использовать для описания пассивных помех, создаваемых РЛС с высоким разрешением обратным рассеянием радиоволн поверхностью суши и моря смешанные полумарковские процессы. Статистическое описание рассеянных сигналов основано на использовании двухкомпонентных процессов $\{\lambda(t), \theta(t)\}$ у которых одна компонента $\{\lambda(t)\}$ - непрерывна, а другая $\{\theta(t)\} = \nu_i$ - дискретна (t - обобщенное время). Эти компоненты обычно являются зависимыми и не марковскими. В каждый момент времени процесс может находиться в одном из k возможных фазовых состояний $H_i \in \nu_1 \dots \nu_k$, причем полагается известным начальное состояние $\theta_0 = \nu_i$ в момент времени t_0 , одношаговые вероятности перехода π_{ij} ; $i, j = \overline{1, k}$ и распределения $f_{ij}(t)$ времен ожидания T_{ij} в состоянии ν_i до перехода в ν_j . Внутри каждого из ν_i состояний процесс будем полагать квазистационарным, со своей плотностью распределения значений $P_i(\lambda)$ и спектром $S_i(\omega)$. Предложенное статистическое описание сигнала, позволяет учесть изменчивость рассеяния от морской поверхности, обусловленную прохождением через элемент разрешения гребней морских волн, а для суши - различием типов растительного покрова. Наиболее простыми для анализа являются два предельных случая, когда время, используемое для принятия решения при обнаружении, значительно больше или значительно меньше среднего времени существования процесса в каждом из фазовых состояний. Для систем ближней радиолокации характерны малые времена наблюдения элемента разрешения, то есть время формирования статистики, используемой для принятия решения системой обнаружения, существенно меньше характерных пространственно-временных масштабов неоднородностей на подстилающей поверхности или в атмосфере. Для морской поверхности они определяются периодом морских волн, а для суши - характерными размерами участков с одинаковым покрытием. Это позволяет считать импульсы помехи в пачке принадлежащими одному фазовому состоянию. Поскольку набор фазовых состояний является полной группой событий, можно записать выражения, определяющие рабочие характеристики системы обнаружения, связав их с реализуемыми ею вероятностями правильного обнаружения D_i и ложной тревоги F_i для каждого из i фазовых состояний помехи:

$$D = \overrightarrow{D} \overrightarrow{P^*}(H_i) = \sum_{i=1}^k D_i P(H_i); F = \overrightarrow{F} \overrightarrow{P^*}(H_i) = \sum_{i=1}^k F_i P(H_i), \quad (1)$$

где $P(H_i) = P_i$ - финальные вероятности нахождения помехи в i -ом фазовом состоянии.

Из (1) следует, что рабочие характеристики обнаружителя сигнала на фоне нестационарных помех от подстилающей поверхности или атмосферных образований являются средневзвешенными вероятностями правильного обнаружения (ложной тревоги) для каждого из фазовых состояний с весами, определяемыми финальными вероятностями P существования помехи в каждом из этих фазовых состояний.

Существует огромное количество работ, в которых рассмотрено решение задачи обнаружения сигналов, описываемых различными моделями на фоне как гауссовых, так негауссовых шумов. Преимущество предлагаемого нами подхода состоит в возможности использования их результатов, которые для нашего случая будут давать парциальные значения вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения для i -го фазового состояния помехи. Рассмотрим на примерах получение рабочих характеристик конкретных систем обнаружения. В ряде случаев помеха внутри i -го фазового состояния может описываться гауссовым законом распределения для мгновенных значений на выходе фазового детектора и релейским – для амплитуд. Подобная ситуация характерна при обнаружении сигналов на фоне помех, создаваемых отражениями от моря. При этом всплески помехи связаны с прохождением через элемент разрешения гребней морских волн.

1.Обнаружитель Неймана-Пирсона с фиксированным порогом принятия решения. Для линейного детектора и релейской статистики помехи в каждом из фазовых состояний были рассчитаны рабочие характеристики обнаружителя Неймана-Пирсона и потери, в соотношении сигнал /помеха, возникающие за счет негауссовости помехи - рис.1.

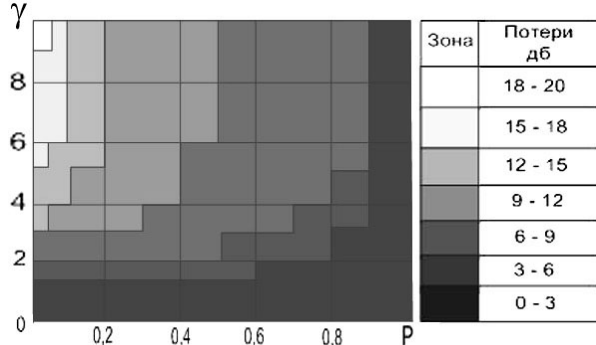


Рис. 1. Потери в соотношении сигнал шум за счет негауссовости : $D = 0.9; F = 10^{-4}$.

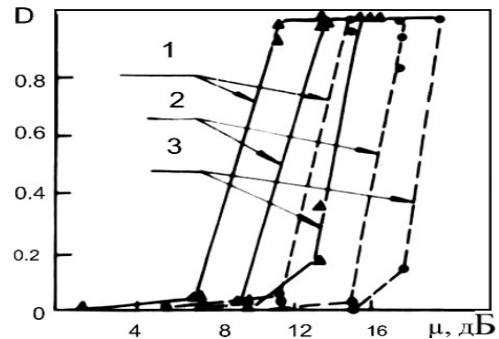


Рис. 2. Обнаружитель Неймана Пирсона: $\lambda = 3$ см, ветер 7м/с дальность 0,6км; 1 - $F = 10^{-2}$; 2 - $F = 10^{-3}$; 3 - $F = 10^{-4}$; \square без СДЦ, \circ - с СДЦ.

В качестве меры отличающей статистики шума от нормального процесса используется параметр $\gamma^2 = \sigma_1^2 / \sigma_0^2$ представляющий отношение дисперсий при выбросах σ_1^2 и паузах σ_0^2 помехи. Величина P - характеризует вероятность наличия всплеска. Для отражений от моря составляет величину 0,05-0,15 [3]. Видно, что при редких всплесках и большой их интенсивности потери могут достигать 20 дБ, уменьшаясь при возрастании их частоты и снижении интенсивности. Необходимо отметить, что увеличение пачки накапливаемых импульсов не приводит к снижению потерь в соотношении сигнал помеха до тех пор, пока время накопления существенно меньше времени существования помехи в каждом из фазовых состояний.

Экспериментальное исследование рабочих характеристик обнаружителя Неймана-Пирсона проведено с использованием записей реальной помехи, создаваемой отражениями от моря. Из рис.2 видно, что требуемое для уверенного обнаружения ($D > 0,9$) соотношение сигнал/помеха превышает величину, необходимую при обнаружении сигнала на фоне помех с гауссовой статистикой, примерно на 4-9 дБ, что согласуется с результатами теоретических оценок.

Необходимо отметить, что для нахождения требуемого для правильного обнаружения соотношения сигнал шум в условиях гауссовых помех можно использовать многочисленные результаты, полученные для гауссовых шумов [4]. Для негауссовой нестационарной помехи требуемые для обнаружения соотношения сигнал помеха, получаются путем добавления дополнительных потерь, возникающих из-за негауссовости, которые можно оценить по предлагаемой нами методике.

2.Обнаружители сигналов с адаптивным изменением порога принятия решения и полосы режекции фильтра СДЦ. Потребуем, чтобы при всплесках помехи порог изменялся таким образом, чтобы обеспечить стабилизацию вероятности ложной тревоги на том же уровне, что и при паузах, т.е. $F_0 = F_1$. Для этого порог необходимо изменять: $z_{01} = z_{00}\gamma$, где z_{01}, z_{00} - величина порога принятия решения для H_1, H_0 фазовых состояний помехи соответственно. Вероятность правильного обнаружения $D(\mu)$ для заданного отношения сигнал шум μ определяется:

$$D(\mu) = D_G(\mu v^2)(1 - P) + D_G\left(\frac{\mu v^2}{\gamma^2}\right)P \quad (2)$$

где $D_G(\bullet)$ – вероятность правильного обнаружения сигнала в гауссовом шуме.

Если во время всплесков помехи запирают приемное устройство, то можно при некотором снижении вероятности правильного обнаружения существенно уменьшить уровень ложных тревог. Подобный алгоритм обнаружения является частным случаем алгоритма с адаптивным изменением порога.

Стабилизацию уровня вероятности ложной тревоги можно осуществлять путем адаптивного расширения полосы режекции фильтра СДЦ при всплесках помехи.

Сопоставление рабочих характеристик различных типов обнаружителей позволяет сделать следующие выводы:

1. Для вероятностей правильного обнаружения $D \leq 1 - P$ обнаружители с изменяющейся полосой режекции помехи, адаптацией порога и с бланкированием всплесков помехи обладают примерно одинаковыми характеристиками и более эффективны, чем обнаружители с фиксированным порогом принятия решения.

2. При $(1 - P) \leq D \leq 1 - (1 - W)P$ наиболее эффективны обнаружители с адаптацией полосы режекции фильтра СДЦ, поскольку подавляя помеху от всплесков для них не требуется существенного повышения отношения сигнал/помеха при реализации тех же характеристик обнаружения. W - учитывает уменьшение вероятности попадания сигнала в полосу прозрачности фильтра СДЦ при всплеске помехи из-за расширения полосы режекции.

3. При $D \geq 1 - (1 - W)P$ предпочтение может быть отдано обнаружителям с адаптивным порогом, которые по эффективности превышают обнаружитель с фиксированным порогом, и при высоких отношениях сигнал - помеха позволяет получить D , близкую к единице

3. Непараметрические обнаружители сигнала на фоне негауссовых помех. При малых временах наблюдения вероятности обнаружения знакового и линейного рангового обнаружителей в предположении о нормализации статистики:

$$D = (1 - P)\Phi[\alpha_0 q^* - \Phi^{-1}(1 - F)] + PF\left[\alpha_0 \frac{q^*}{\gamma} - \Phi^{-1}(1 - F)\right]. \quad (3)$$

Здесь $\alpha_0 = \sqrt{2/\pi}$ - для знакового и $\alpha_0 = \sqrt{3/\pi}$ для линейного рангового обнаружителей.

Расчеты показывают, что знаковый обнаружитель примерно на 2 дБ проигрывает по сравнению с обнаружителем с адаптацией порога принятия решения. Для сравнения алгоритмов обнаружения сигналов на фоне помех от моря в тех случаях, когда интервал наблюдения во много раз превышает среднее время существования помехи в одном из состояний H_i можно использовать асимптотическую относительную эффективность (АОЭ) E_{21} , введенную Питменом. Выигрыш, получаемый при использовании непараметрических алгоритмов по сравнению с алгоритмом Неймана-Пирсона, для негауссовых помех составляет 3-10 дБ.

Выводы. 1. Нестационарность и негауссовость помех от взволнованной поверхности моря приводит к необходимости увеличения отношения сигнал/шум для достижения тех же вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги, что и при гауссовом шуме. Величина потерь в отношении сигнал/шум возрастает, если интенсивность помех в различных фазовых состояниях существенно отличается. Наиболее велики потери (до 10-20 дБ) обнаружителей с фиксированным порогом принятия решения, который устанавливается исходя из наиболее интенсивного фазового компонента помехи.

2. Снижение потерь в отношении сигнал/помеха можно достигнуть путем адаптивного управления порогом, которое предполагает достоверное оценивание текущих значений интенсивности помехи. Адаптивное управление порогом приводит к нормализации статистик помехи на входе решающего устройства. Аналогичный результат достигается при использовании непараметрических обнаружителей, которые по эффективности незначительно (на 1-2 дБ) уступают обнаружителям с адаптацией порога принятия решения. Управление полосой режекции фильтра системы СДЦ в соответствии с текущей интенсивностью помехи (расширение полосы режекции при всплесках) позволяет повысить коэффициент ее подавления и снизить требуемое для обнаружения сигнала отношение сигнал/шум.

Литература

1. Транк Георг. Обнаружение целей на фоне помех от морской поверхности с негауссовым распределением. – Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 7, с.17-28.
2. Мишель М. Отражение радиолокационных эхо-сигналов от морской поверхности (модели и экспериментальные результаты). – Зарубежная радиоэлектроника, 1972, №7, с. 13-26.
3. Луценко В.И. Имитационная модель сигнала обратного рассеяния от морской поверхности / Успехи современной радиоэлектроники.- №4, 2008, с.59-73.
4. Кацельбоген М.С. Характеристики обнаружения.- М.: Сов. радио, 1965.

ОЦЕНКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ НАБЛЮДАЕМОСТИ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ ПОМЕХ ОТ МОРЯ.

В.И.Луценко

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины,
61085, Харьков, ул. Академика Проскуры

Тел.: (8063) 573-18-85; e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

The method of estimation of radiolocating observability of marine objects and range of operation of radar station on requirement on non-Gauss noise from sea is offered. The examples of estimation of observability of marine objects of difference classes by different condition of the weather and uses of narrowband SMT Doppler system are given.

Введение. При проектировании РЛС необходимо учитывать особенности пространственно-временной структуры отражений от поверхности моря, суши и гидрометеоров. Данные о характеристиках отражений и их взаимосвязи с параметрами морского волнения представляют интерес и при разработке РЛС, решающих задачи дистанционного определения состояния морской поверхности, контроля зон загрязнения морских акваторий нефтепродуктами. Вместе с тем, до настоящего времени, в большинстве случаев, расчет радиолокационной наблюдаемости объектов на фоне пассивных помех велся с использованием гауссовой модели [1]. Реальные помехи, в большинстве случаев представляют негауссов, нестационарный процесс [2,3]. В настоящей работе рассмотрена методика оценки наблюдаемости, учитывающая негауссов характер отражений от моря.

1 Расчет интенсивности помех, создаваемых отражениями от поверхности моря. Удельная ЭПР морской поверхности зависит от многих параметров, важнейшими из которых являются угол скольжения, длина излучаемой радиоволны, скорость и направление ветра, поляризация излучения. Наиболее полно анализ и обобщение результатов экспериментальных исследований σ^0 моря представлены в [3, 4]. Удельная ЭПР моря представляется в виде произведения трех переменных, учитывающих многолучевость в канале распространения A_ψ , направление облучения морской поверхности по отношению к направлению ветра A_Q и скорость ветра A_{V_B} . Наличие повышенной рефракции в приземном слое тропосферы приводит к тому, что действительный угол скольжения ψ больше угла, определяемого из геометрических соображений, т.е.:

$$\psi \approx \frac{h_a}{R} + \frac{1}{2} R |g_N|, \quad (1)$$

где h_a - высота расположения антенны РЛС; g_N - градиент индекса атмосферной рефракции; R - дальность. При некотором критическом угле скольжения:

$$\psi_{KP} = \frac{\lambda}{(14,4\lambda + 5,5)H_B}, \quad (2)$$

где λ - длина радиоволны; H_B - высота морской волны (расстояние от гребня до впадины), происходит переход от области плато ($\sigma^0 = const$) к интерференционной области, для которой $\sigma^0 \sim \psi^4$. Для учета этого изменения вводится функция:

$$A_\psi = \frac{R_{KP}^4}{R_{KP}^4 + R^4}. \quad (3)$$

Здесь $R_{KP} = (14,4\lambda + 5,5)H_B h_a / \lambda$ - критическая дальность, начиная с которой происходит переход к интерференционной области.

Для учета зависимости удельной ЭПР моря от скорости ветра и направления облучения морской поверхности по отношению к направлению ветра применяют соотношения [3,4]. При расчете удельной ЭПР предполагаются известными: градиент индекса атмосферной рефракции в приповерхностном слое воздуха, направление и скорость ветра,

длина волны излучаемых колебаний, высота расположения антенны и дальность до измеряемого участка морской поверхности.

2 Радиолокационная наблюдаемость объектов при наличии помех от моря. Для надводных целей множитель ослабления поверхности можно оценить по соотношению (3), считая критической дальностью R_{KP} дальность первого интерференционного максимума:

$$R_{KP.Ц} = \frac{4h_{РЛС}H_{Ц}}{\lambda} + R_{KP.М}, \quad (4)$$

где $R_{KP.М}$ - критическая дальность для отражений от моря, $H_{Ц}$ - высота эквивалентного центра рассеяния объекта при отсутствии волнения.

Оценки с использованием соотношений (1-4) и данных работ [3,4] показывают, что одной из основных задач при разработке РЛС обнаружения надводных целей в сантиметровом диапазоне длин волн является повышение их потенциала, в то время как в миллиметровом диапазоне на первый план выходит проблема подавления отражений от моря. Для малых и сверхмалых объектов эта же проблема возникает при их обнаружении в РЛС сантиметрового диапазона. Уменьшение высоты размещения антенны РЛС кроме снижения дальности прямой видимости приводит к уменьшению критических дальностей как для отражений от целей, так и моря. При этом снижается контраст целей на фоне моря в интерференционной области. При оценке требуемых для обнаружения надводных целей контрастов необходимо учитывать потери в соотношении сигнал/помеха, возникающие из-за негауссовости статистики отражений от моря [5] табл. 1.

Таблица 1

Зависимость коэффициента различимости от волнения

Скорость ветра, м/с	4	6	8	10
Волнение моря, баллы	1	2	3	4
Вероятность выбросов отражений от моря	0,1	0,14	0,2	0,23
Отношение интенсивностей при выбросах отражений и паузах, дБ	13	11	9,5	8
Потери в соотношении сигнал/шум из-за негауссовости	12	10,5	9	7,5
Требуемый для обнаружения с вероятностью 0,9 ложной тревоги 10^{-4} коэффициент различимости	24-31	22,5-29,5	21-28	19,5-26,5

Анализ показывает, что в сантиметровом диапазоне соотношения сигнал/шум достаточны для обнаружения на заданных дальностях целей с ЭПР 1 и 10 м². Для целей с ЭПР 100 м², получаемые при волнениях менее 3 баллов соотношения сигнал/шум недостаточны для обнаружения. Отражения от моря при волнениях свыше 2 баллов ограничивают возможность обнаружения целей с ЭПР около 1 м², а более 3 баллов – целей с ЭПР 10 м². В РЛС миллиметрового диапазона волн контраст целей на фоне отражений от моря примерно на 12-16 дБ ниже, чем в РЛС сантиметрового диапазона при примерно одинаковых размерах импульсного объема. Это связано с возрастанием удельной ЭПР моря примерно на 5-8 дБ, а также увеличением критических дальностей с одной стороны и одинаковыми значениями ЭПР надводных объектов в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн с другой. Необходимо отметить, что в миллиметровом диапазоне волн возникают проблемы с обнаружением целей, имеющих ЭПР 1 м² при волнении свыше 1 балла, 10 м² – свыше 2 баллов, и даже для целей с ЭПР 100 м² возникают трудности с их обнаружением при волнениях 4 и более баллов.

Анализ показывает, что для обнаружения малоразмерных надводных целей на фоне взволнованного моря необходимо применение высокоэффективных методов селекции, обеспечивающих подавление помех от моря на 7..15 дБ на волне 3 см и 18..26 дБ на волне

8 мм. Необходимо отметить, что оценки требуемых дополнительных контрастов $\Delta\mu$ получены для размеров элемента разрешения по дальности 10 м и азимуту 10 мрад. Для других параметров требуемые контрасты получаются простым пересчётом через изменение размеров элемента разрешения РЛС.

3 Оценка эффективности узкополосной доплеровской селекции надводных целей. Для селекции сигналов надводных целей могут быть использованы различия в ширине спектров помех и полезных сигналов. Отражения от моря являются существенно более широкополосными, а значит, согласовав полосу фильтра СДЦ с шириной спектра полезного сигнала, можно значительно ослабить помехи. Для системы СДЦ с узкополосным фильтром, степенной аппроксимации спектра помех от моря [2] и приведенных там же аппроксимаций спектра коэффициент подавления определяется соотношениями:

$$K_{\Pi} = K_{\Pi \min} \left[1 + \left(\frac{V}{0,31(36 + 17,8V_B)} - 3,22 \right)^n \right],$$

$$K_{\Pi \min} = 2A_n \frac{\Delta F}{\delta F} = 2A_n \frac{0,61(36 + 17,8V_B)}{\lambda \delta F}, \quad (5)$$

где $A_n = \frac{\pi}{n} \cos ec \frac{\pi}{n}$, $\Delta F, F_0$ - полуширина и центральное смещение спектра помех от моря, причём $\delta F \ll \Delta F$, V_B - скорость ветра в м/с, λ - длина волны в см, δF - ширина полосы пропускания фильтра СДЦ, а n - характеризует скорость убывания спектра.

На рис. 1а приведены минимальные значения коэффициента подавления помех от моря, рассчитанные с использованием соотношения (5) в зависимости от скорости ветра и рабочего диапазона РЛС.

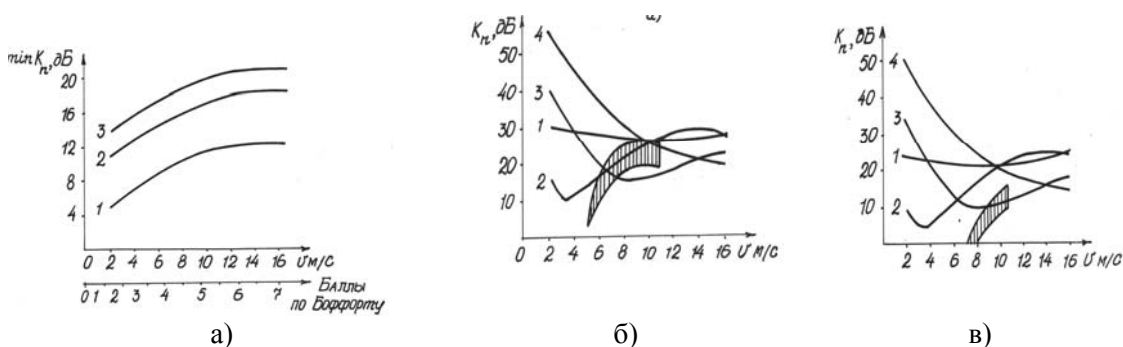


Рис. 2. Подавление помех от моря узкополосной СДЦ: а) влияние волнения на коэффициенты подавления: 1 – $\lambda = 3\text{см}$; 2 – $\lambda = 8\text{мм}$; 3 – $\lambda = 4\text{мм}$; 1 – $V = 0\text{м/с}$; 2 – $V = 1\text{м/с}$; 3 – $V = 2\text{м/с}$; 4 – $V = 4\text{м/с}$, б – $\lambda = 8\text{мм}$; в – $\lambda = 3\text{см}$

При расчётах полоса пропускания фильтра СДЦ бралась 10 Гц, что примерно соответствует ширине спектра отражений от объектов и слабо зависит от длины волны излучения. Видно, что укорочение рабочей длины волны и связанное с этим расширение спектра помехи позволяет повысить эффективность селекции сигналов малоскоростных объектов. На рис.1б,в приведены рассчитанные коэффициенты подавления помех от моря для волн 8 мм и 3 см соответственно. На этих же рисунках заштрихованными областями показаны необходимые для обнаружения малоразмерных целей на дальностях 3..5 км дополнительные контрасты, которые получены с использованием приведенных в табл. 1 данных. Видно, что на волне 8 мм узкополосная доплеровская фильтрация позволяет обеспечить соотношения сигнал / помеха, требуемые для обнаружения неподвижных и движущихся со скоростями более 4 м/с целей. Для обнаружения цели со скоростью движения 1..2 м/с при скорости ветра более 6 м/с необходимо дополнительное улучшение

радиолокационной наблюдаемости на 5..10 дБ. На волне 3 см проблемы с обнаружением возникают лишь для целей со скоростями движения около 2 м/с при скорости ветра более 9 м/с, для обнаружения которых необходимо обеспечить получение дополнительного контраста около 5 дБ.

Выводы. Применение коротких импульсов с длительностью не более 75нс, узконаправленных в азимутальной плоскости антенн с шириной диаграммы менее 10мрад в сочетании с узкополосной доплеровской фильтрацией во многих случаях позволяет в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн решить задачу обнаружения на дальностях с наиболее сильной засветкой отражениями от морской поверхности целей с ЭПР более 10 м². Для целей с меньшими значениями ЭПР получаемые при этом контрасты недостаточны и необходима разработка методов селекции, позволяющих повысить, например, за счёт адаптации, степень подавления помех от моря.

Литература

1. Справочник по радиолокации /Под.ред. М.Сколника. – М.: Сов.радио, 1976, т.1. – 455с.
2. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Рассеяние радиоволн СВЧ морской поверхностью // "Радиофизические исследования Мирового океана" Сб научн. Трудов АН Украины по проблеме "Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых волн", Харьков, 1992, с.6-31.
3. Kulemin G.P. Millimeter Wave Radar Target and Clutter.-Artech House, Boston.-London.-2003.-417p.
4. Horst M.M.,Dyer F.B. Fuley M.T. / Radar Sea clutter Model AP/S URSI Symp. college Park. Maryland. USA. p.p.6-10.
5. Луценко В.И Обнаружение сигналов на фоне негауссовых помех от подстилающей поверхности / Электромагнитные волны и электронные системы, Математическое моделирование физических процессов.- №12, 2007.-с.41-57.

УЗКОПОЛОСНАЯ ДОПЛЕРОВСКАЯ СЕЛЕКЦИЯ МАЛОСКОРОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ МОРЯ

В.И.Луценко

Институт радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова НАН Украины,
61085, Харьков, ул.Академика Проскуры, тел.: (8063) 573-18-85;

E-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

With uses of real noise, which are created by the scattering from the sea, is viewed the efficiency of uses of methods of narrowband selection of low-speed objects.

Введение. При решении задач охраны водных регионов, государственной границы, обеспечении безопасного судоходства возникает проблема обнаружения малоразмерных, малоскоростных надводных объектов на фоне помех, создаваемых отражениями от морской поверхности. Для таких объектов (пловцов, пловцов на подручных средствах, резиновых надувных лодок, виндсерфингов) характерны малые значения ЭПР, и скорости движения примерно такие же, как и у морских волн. Это затрудняет применение традиционных методов доплеровской селекции, построенных на использовании отличий в скоростях движения целей и помех. Вместе с тем, экспериментально было установлено, что практически для всех типов надводных объектов характерна существенно меньшая ширина спектра отраженного сигнала [1], чем у отражений от моря [2]. Причем, если ширина спектра отраженного морем сигнала растет пропорционально частоте облучения, то для целей она практически не меняется. Это означает, что использование узкополосных доплеровских фильтров СДЦ, согласованных по полосе со спектром отражений от целей позволяет повысить радиолокационную наблюдаемость малоскоростных надводных целей. Причем при укорочении рабочей длины волны РЛС будет возрастать достигаемое с их использованием улучшение радиолокационной наблюдаемости. В настоящей работе рассмотрена возможность использования адаптивной узкополосной доплеровской селекции и непараметрических методов обнаружения для повышения эффективности обнаружения малоскоростных объектов на фоне моря.

Оценка эффективности методов узкополосной селекции. Для селекции мало скоростных у целей на фоне моря могут использоваться, как уже указывалось, различия в ширине спектров полезных сигналов и помех. Поскольку помеха, создаваемая отражением от моря, по своему спектральному составу и законам распределения флуктуаций отличается от белого гауссова шума, то представляется целесообразным исследование эффективности алгоритмов узкополосной доплеровской селекции с адаптивным управлением порогом. Для управления порогом принятия решения может применяться несколько подходов. Один из них состоит в получении оценок средних значений спектральной плотности помехи и сопоставлении с ними текущих значений оценок спектра на каждой из анализируемых частот. При превышении текущим значением спектральной плотности среднего уровня в заданное число раз, делается вывод о наличии полезного сигнала на этой частоте и одновременно оценивается по доплеровскому смещению частоты скорость движения цели. Такой подход эквивалентен сравнению с порогом частного от деления текущей оценки спектральной плотности на ее среднее значение. Поэтому, в дальнейшем, такие алгоритмы будем называть алгоритмами с обелением помехи. В рамках второго подхода спектральная плотность входной выборки на анализируемой частоте сравнивается с уровнями спектральной плотности на частотах выше и ниже анализируемой. При превышении спектральной плотности в анализируемом частотном окне соседних по частоте значений не менее чем в заданное количество раз делался вывод о наличии полезного сигнала. Такие алгоритмы будем называть ранговыми или алгоритмами с ранжированием выборок. Рассматриваемый нами случай является предельным вариантом алгоритма с ранжированием выборок спектральных отсчетов.

Для анализа эффективности алгоритмов селекции использовались записи помех от моря на волне 3 см, полученные зондировании пространства монохроматическим сигналом. Средняя скорость ветра в момент проведения опыта составляла 18м/С, порывами

свыше 40 м/с (волнение 6 баллов). Излучался сигнал линейной с углом наклона 45° поляризации. Прием осуществлялся двух ортогонально поляризованных компонент: горизонтальной и вертикальной поляризации, что позволило сопоставить эффективность доплеровской селекции на различных поляризациях, а также выяснить возможности совместной поляризационно-спектральной обработки сигналов. Азимут облучения поверхности моря составлял около 60° по отношению к направлению ветра. В спектрах рассеянного сигнала в этом случае практически отсутствовало центральное смещение частоты. На уровне -20 дБ относительно максимума спектральной плотности в высокочастотной области спектра рассеянного сигнала наблюдался дополнительный максимум, связанный с отражением от брызг, сносимых ветром. Оценка спектров производилась с использованием процедуры БПФ по 128 отсчета при частоте повторения 2,5 кГц, что позволило получить разрешение по частоте около 20 Гц, т.е. примерно соответствующее ширине доплеровского спектра сигнала от надводных целей. Анализировалась возможность обнаружения малоскоростных целей со скоростями движения 0,6 м/с, 1,2 м/с и 1,8 м/с. При этом, уровень спектральной плотности помех от моря на частотах, соответствующих этим скоростям, составлял -8 дБ, -16 дБ и -22 дБ соответственно. На рис.1 приведены зависимости вероятности ложной тревоги от порога принятия решения для обнаружителей с выделением помехи и рангового.

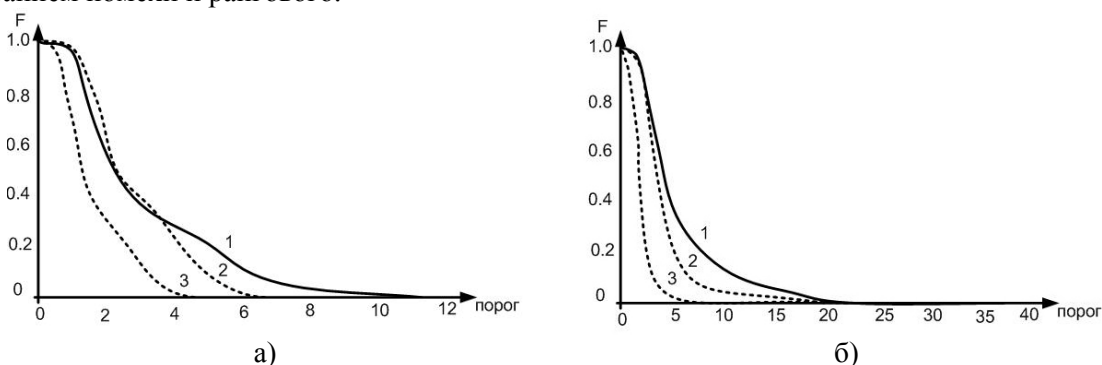


Рис. 1. Порог принятия решения для узкополосных доплеровских селекторов:
а – с обелением помехи; б – ранговый; 1 – ГП; 2 – ВП; 3 – ГП*ВП.

Кривые 1 относятся к горизонтальной, 2-к вертикальной поляризации излучения и приема, а 3- к совместной мультипликативной обработке выходных эффектов системы БПФ на ортогональных поляризациях. Следует отметить, что при ранговом алгоритме – рис.1б, который использует сравнение уровня спектральной плотности в испытуемой ячейке с соседними, уровень порога устанавливается на 8,5...9,5 дБ выше, чем при формировании его по среднему значению – рис.1а (алгоритм с обелением спектра помехи). Это связано с тем, что в пределах анализируемого частотного окна (в нашем случае захватывающего 5 ячеек разрешения по частоте) имеются существенные перепады спектральной плотности помех от моря, и при выборе порога приходится ориентироваться на наибольшее значение спектральной плотности в пределах анализируемого участка частот. Оно свою очередь определяется законом распределения флуктуации, параметрами которого являются как среднее значение спектральной плотности, так и моментные характеристики более высоких порядков. Сопоставление уровней порогов, устанавливаемых при различных поляризациях, показывает, что для обоих алгоритмов на вертикальной поляризации необходимый порог на 2,5...5 дБ ниже, чем на горизонтальной. Это связано с более высокой вероятностью появления больших значений помехи на сантиметровых волнах при горизонтальной поляризации излучения / приема по сравнению с вертикальной. Применение мультипликативной обработки отметок на ортогональных поляризациях (кривые 3 на рис.1) позволяет значительно понизить вероятность прохождения ложных отметок на выход устройства, либо при тех же вероятностях ложной тревоги понизить порог на 5,5...7 дБ для алгоритма обеления помехи и на 12...13 дБ для рангового алгоритма. Это, в свою очередь, позволяет понизить требуемое для обнаружения

целей соотношения сигнал / помеха. На рис.2а,б приведены зависимости вероятности обнаружения, не флуктуирующего сигнала с различным доплеровским смещением частоты на фоне помех от моря при алгоритме с обелением помех и при ранговом алгоритме соответственно. Видно, что для достижения тех же вероятностей обнаружения алгоритму с обелением помехи (рис.2а) требуются меньшие на 5...20дБ в зависимости от скорости цели соотношения сигнал/помеха, чем для рангового алгоритма (рис.2б) с отбором максимальной спектральной плотности. Это связано с тем, что в последнем случае сказываются значительные перепады спектральной плотности помехи в диапазоне анализируемых частот.

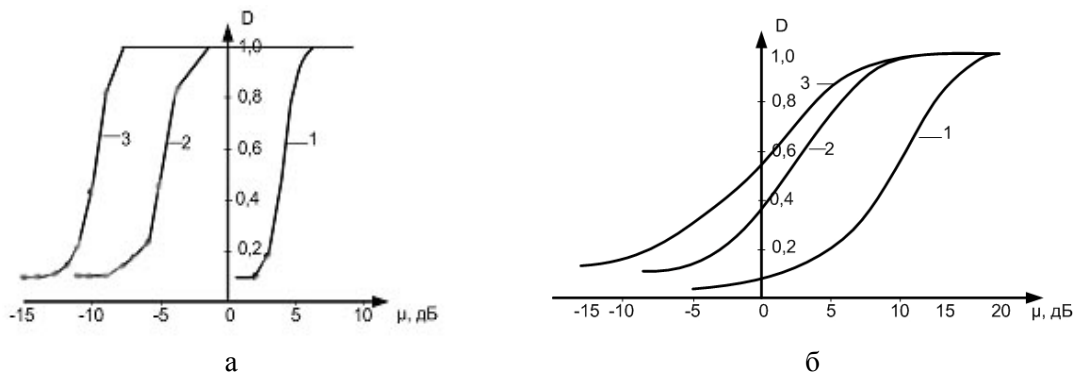


Рис. 2. Характеристики обнаружения систем с узкополосными фильтрами СДЦ: $F = 10^{-1}$
а – с обелением помехи; б – ранговой обработкой; 1 – ГП; 2 – ВП; 3 – ГП*ВП

Порог при этом автоматически ”подтягивается” к спектральным отсчетам, имеющим максимальный уровень, что и приводит при обнаружении к необходимости обеспечения более высоких соотношений сигнал - помеха. Для снижения потерь в соотношении сигнал - помеха при использовании ранговых алгоритмов необходимо осуществление предварительного обеления помехи, приводящего к выравниванию ее спектральной плотности в диапазоне анализируемых доплеровских частот. Это можно реализовать путем установки порога по среднему уровню помехи для каждой из частот, как это делается в алгоритме с обелением с последующим применением ранговой процедуры отбора максимума. Несколько иной подход состоит в использовании для формирования порога соседних с испытываемой ячеек по дальности на тех же доплеровских частотах. Для алгоритма с обелением помехи это эквивалентно получению средних оценок спектральной плотности помехи не за счет усреднения по времени, а по ансамблю, содержащему несколько пространственных ячеек дальности.

Необходимо отметить, что укорочение рабочей длины волны РЛС позволяет повысить разрешающую способность по скорости. Одновременно этим пропорционально частоте излучения происходит расширение спектра отраженного от моря сигнала. Это приводит к уменьшению перепада уровней спектральной плотности между исследуемой частотой и соседними опорными частотами. Иными словами в пределах используемого для принятия решения участка анализируемых частот спектральная плотность изменяется незначительно, и отсутствует необходимость в проведении дополнительного обеления помехи. Эксперименты по обнаружению пловцов, проведенные на волне 4мм с использованием рангового алгоритма в сочетании с узкополосной фильтрацией подтвердили этот вывод. Увеличение скорости движения цели от 0,6м/С до 1,8м/С сопровождается для алгоритма с обелением помехи снижением на 5...12дб требуемого для ее обнаружения (с вероятностью 0,9) отношения сигнал / помеха. В рассмотренных алгоритмах узкополосной доплеровской селекции использовалось для формирования порога среднее либо максимальное значение спектральной плотности помехи. Для повышения эффективности алгоритмов узкополосной доплеровской селекции целесообразно использовать различия спектральных характеристик помехи в момент всплесков пауз для улучшения наблюдаемости сигналов целей в просветах помехи.

Выводы. Использование узкополосной доплеровской селекции сигналов малоскоростных объектов на фоне отражений от морской поверхности позволяет повысить их радиолокационную наблюдаемость. Целесообразно применение адаптивного управления порога принятия решения, или обеления помехи в сочетании с непараметрическими алгоритмами обнаружения. Совместная обработка выходных сигналов узкополосных фильтров на ортогональных поляризациях приводит к нормализации статистики помехи от моря и повышает эффективность используемых методов селекции и обнаружения.

Литература

1. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Обратное рассеяние радиоволн морской поверхностью / «Зарубежная радиоэлектроника», М.: 1996, №7, с.16-28.
2. Kirichenko V.A. and Lutsenko V.I. A Technique to Improve the Surface Ship Detectability by Noncoherent Scatter Radars / «Telecommunications and radio engineering», 2001, v55, N10-11, pp.86-99.

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРА ФОРМЫ K -РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В СМЕСИ K -РАСПРЕДЕЛЕННОЙ И ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ

Утюжников А.Н.

НИИ «Квант»

03150, Киев, ул.Димитрова 5

The novel method estimates the shape parameter of K -distributed clutter both in the presence of a Gaussian interference with a known or unknown intensity and with no Gaussian noise added. The method is based on the Kolmogorov-Smirnov goodness-of-fit test and arrives at the estimate by maximization of the Kolmogorov-Smirnov statistics over the range of feasible shape parameter values. The method is fast converging and yields far greater estimation accuracy than any known method over the range of the shape parameter values encountered in practice while using small data samples of the order of 100. The proposed approach is versatile and can in principle be used for estimating parameters of many types of distributions, the only prerequisite being the existence of a mathematically tractable cumulative probability function. The performance of the method is verified by Monte-Carlo simulations.

Как известно, помеха от моря или суши при ее наблюдении РЛС с достаточно высоким пространственным разрешением при малых углах места не релейская. Для этого вида помех характерно аномально большое по сравнению с релейским количество выбросов большой амплитуды. Известно также, что имеющиеся экспериментальные данные по помехам от моря и суши хорошо аппроксимируются K -распределением и/или распределением Вейбулла ([1], [2]).

Эти распределения двухпараметрические, кроме параметра масштаба, связанного со средней интенсивностью помехи, у них имеется параметр формы, характеризующий, в частности, протяженность «хвоста» распределения, описывающего выбросы большой амплитуды.

При проектировании обнаружителей, адаптивных к помехе, для стабилизации уровня ложных тревог требуется оценивать характеристики помехи, включая параметр формы K -распределения или распределения Вейбулла. Проблеме оценивания параметра формы посвящена обширная литература (см., например, [1] и ссылки в этой монографии).

Для частного случая, когда шумом приемника можно пренебречь, имеется близкий к оптимальному метод оценивания параметра формы K -распределения, основанный на оценках среднего логарифма выборочных значений помехи [1].

При наличии дополнительного релейского шума наиболее распространенный метод оценивания параметра формы K -распределения, который в [1] рассматривается как основной, использует для оценивания выборочные моменты распределения.

Для суммы K -распределенной помехи и релейского шума известны выражения для моментов как функций параметров распределения. Подставляя вместо значений моментов их оценки и решая эти выражения относительно параметра формы, можно получить его оценку. Если мощность релейского шума известна, достаточно иметь оценки двух первых моментов распределения, при неизвестной мощности шума потребуется оценить три первых момента.

Известна также попытка использовать оценивание «хвоста» распределения для получения оценки параметра формы. Как показано в [1], этот метод сводится к оценке количества пересечений некоторого порога, т.е. к оценке уровня ложных тревог по выборочному массиву. Если от РЛС требуется поддерживать достаточно низкий уровень ложных тревог, при реалистичном размере выборочного массива этот метод будет иметь малую точность оценивания [1].

Имеющиеся в литературе алгоритмы оценивания параметра формы, как правило, обеспечивают сходимость оценок к истинному значению параметра при неограниченном увеличении размера обучающей выборки. Однако, общим недостатком всех опубликованных алгоритмов является их медленная сходимость. Для получения приемлемой точности оценок бывает необходимо иметь статистически однородные массивы из тысяч и

десятков тысяч элементов разрешения. Этот недостаток серьезно ограничивает область практического применения известных алгоритмов.

В данной работе предлагается новый метод оценивания параметра формы K -распределения в смеси K -распределенной и Гауссовской помехи, основанный на оценивании именно формы выборочного распределения в целом. Для этой цели используются критерии согласия, с помощью которых в математической статистике выполняются испытания соответствия выборочного распределения некоторому заданному.

Предлагаемый подход более информативен и, как показывают его проверки методом Монте-Карло, обеспечивает при реалистичных размерах выборки гораздо более высокое качество оценивания, чем любой из известных методов.

В рассматриваемом далее алгоритме оценивания используется хорошо известное испытание Колмогорова-Смирнова. Ниже следуют сведения об этом испытании в объеме, необходимом для дальнейшего изложения.

Статистическое испытание Колмогорова-Смирнова. Испытание Колмогорова-Смирнова (K -С испытание) [3] широко используется в математической статистике, в частности, для проверки, является ли данный эмпирический массив случайных величин выборкой из множества, распределенного по заданному закону интегрального распределения (нулевая гипотеза).

В K -С испытании мерой согласия является максимальное значение абсолютной разности между заданной $P(x)$ и эмпирической $F(x)$ интегральными функциями распределения:

$$D = \max_{-\infty < x < \infty} |F(x) - P(x)|.$$

Эмпирическая интегральная функция распределения $F(x)$ для вычисления статистики D может быть получена из исходной выборки как функция

$$F(X \leq x) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I(X_i \leq x),$$

представляющая доли элементов выборки, не превосходящих x .

Колмогоров показал (теорема Колмогорова), что если нулевая гипотеза верна, то эта статистика сходится к нулю, и при этом функция распределения величины \sqrt{ND} не зависит от функции распределения выборки и сходится к распределению, которое в литературе называется распределением Колмогорова. Благодаря этому имеется возможность выразить критерий согласия в виде вероятности нулевой гипотезы.

В соответствии с теоремой Колмогорова нулевая гипотеза отвергается на уровне значимости α , если:

$$D > \frac{K_\alpha}{\sqrt{N}}, \quad (1)$$

где K_α находится из распределения Колмогорова $Pr(K)$:

$$Pr(K \leq K_\alpha) = 1 - \alpha.$$

Необходимо заметить, что вероятностная мера (1) будет вычислена правильно, только если параметры заданного распределения $P(x)$ определены не по той же выборке, по которой вычислена эмпирическая функция распределения $F(x)$.

Полезным свойством статистики Колмогорова-Смирнова является инвариантность к сдвигам и растяжениям по оси параметра распределения. Для нашего случая еще более важно, что испытание Колмогорова-Смирнова, хотя оно становится асимптотически точным при $N \rightarrow \infty$, дает осмысленные результаты даже при очень малом (более четырех) размере выборки.

У испытания Колмогорова-Смирнова есть полезная для нашего случая модификация, которая называется испытанием Колмогорова-Смирнова-Кьюпера [4]. Оно более чувствительно к «хвостам» распределения, чем основной вариант. Статистика этого испытания записывается как

$$V = D_+ + D_- = \max_{-\infty < x < \infty} [F(x) - P(x)]_+ + \max_{-\infty < x < \infty} [P(x) - F(x)].$$

Смесь K -распределенной помехи и известного шума приемника

В теоретических исследованиях алгоритмов обнаружения в помехах от подстилающей поверхности часто предполагается, что мощность помехи намного превосходит мощность шума приемника, что дает основание пренебречь шумом приемника. Однако в реальных РЛС обнаружение небольших целей в этих условиях обычно невозможно, и практический интерес представляют ситуации, когда мощность помехи соизмерима с шумом приемника.

Известно [1], что алгоритмы оценивания параметра формы, основанные на оценке среднего логарифма выборок и дающие хорошие результаты при наличии только K -распределенной помехи, оказываются практически неработоспособными при наличии дополнительного гауссовского шума.

В этом случае необходимо учитывать обе компоненты мешающего воздействия. Таким образом, требуется оценка параметра формы K -распределения по выборочному массиву суммы этих компонент. Структура алгоритма оценивания параметра формы, основанного на использовании испытания Колмогорова-Смирнова, для этого случая выглядит следующим образом.

По выборочному массиву вычисляется эмпирическая интегральная функция распределения смеси помехи и шума приемника и их суммарная мощность. Далее вычисляется мощность K -распределенной помехи как разность оценки мощности суммы и известной мощности шума приемника. В зависимости от особенностей построения приемного тракта мощность шума может быть известна на этапе проектирования, или она должна оцениваться во время работы РЛС.

Интегральная функция распределения мощности суммы K -распределенной помехи и шума [1] имеет три параметра: мощности Гауссовской и K -распределенной помехи и параметр формы K -распределения.

После оценивания мощности K -распределенной помехи в этом распределении останется один неизвестный параметр распределения – параметр формы K -распределения, который требуется оценить. Если мы будем менять значения параметра формы в диапазоне его возможных изменений и вычислять статистику Колмогорова-Смирнова, то следует ожидать, что при значениях параметра формы, близких к истинному, значения этой статистики будут максимальными.

Это иллюстрируется рис.1, на котором представлены статистики Колмогорова-Смирнова и Колмогорова-Смирнова-Кьюпера в функции от параметра формы. Истинное значение параметра формы (на рис.1 помечено маркером) при симулировании задавалось равным единице.

Из приведенных графиков можно сделать вывод, что максимумы статистик действительно близки к истинному значению параметра формы. При этом испытание Колмогорова-Смирнова-Кьюпера более чувствительно к параметру формы распределения. Этот вывод подтверждается также данными симулирования точности оценивания параметра формы с использованием этих двух статистик, которые здесь не приводятся.

Это ожидаемый результат. «Хвост» распределения более чувствителен к параметру формы, выше упоминался метод определения параметра формы, который основан на оценивании «хвоста» распределения по одной точке. В последующем симулировании, результаты которого приводятся далее, использовалась статистика Колмогорова-Смирнова-Кьюпера.

Таким образом, задача оценивания параметра формы сводится к нахождению значения этого параметра, при котором достигается максимум статистики Колмогорова-Смирнова. В вычислительной математике имеется много эффективных алгоритмов максимизации функции по параметру. При симулировании, результаты которого представлены далее, использовался алгоритм Брента, который хорошо подходит для функциональных зависимостей вида рис. 1. Отметим также, что для наших целей нет необходимости

вычислять вероятностную меру (1), для нахождения максимума может быть использована, например, величина $1/D$.

Характеристики описанного алгоритма оценивания были исследованы симулированием методом Монте-Карло. Симулирование проводилось для набора истинных значений параметра формы, перекрывающих диапазон его возможных значений 0.1 – 20, встречающихся в экспериментальных данных. Отношение мощности K -распределенной помехи к шуму приемника задавалось равным 0 дБ. Размер эмпирического массива, по которому производилось оценивание, был $N=100$.

Для сравнения одновременно с симулированием алгоритма оценивания Колмогорова-Смирнова (KS) на тех же эмпирических данных проводилось симулирование наиболее часто используемого в настоящее время алгоритма, основанного на оценивании первых двух моментов распределения (m_1 - m_2) [1].

На рис.2 представлены графики оценок параметра формы, полученные этими алгоритмами для ряда истинных значений параметра формы, которые на графике представлены в логарифмической шкале. Количество повторений Монте-Карло составляло 1000.

Относительные средние ошибки и относительные стандартные девиации оценок (отнесенные к истинным значениям параметра формы) для ряда истинных значений параметра формы приведены в табл. 1 и 1а.

Параметр формы	0,10	0,17	0,31	0,53	0,93	1,63
Относительная ошибка, KS	0,107	0,040	0,028	0,020	0,011	0,007
Относительная ошибка, m_1 - m_2	1,532	1,424	1,501	1,492	1,345	0,704
Относительная сд, KS	0,50	0,43	0,36	0,33	0,30	0,27
Относительная сд, m_1 - m_2	4,84	5,13	4,91	4,77	4,00	2,78

Параметр формы	2,84	4,96	8,66	15,14	20,00
Относительная ошибка, KS	0,015	0,012	0,011	0,008	-0,036
Относительная ошибка, m_1 - m_2	0,105	-0,344	-0,656	-0,800	-0,856
Относительная сд, KS	0,28	0,26	0,25	0,25	0,19
Относительная сд, m_1 - m_2	1,67	1,14	0,88	0,87	0,89

Анализ данных, приведенных на графиках и в таблицах, свидетельствует, что предлагаемый в данной работе алгоритм оценивания намного превосходит существующий метод оценивания. Он имеет примерно на порядок меньшие ошибки оценивания и статистический разброс оценок.

Смесь K -распределенной помехи и неизвестного гауссовского шума. Оценивание параметров распределения составной помехи, состоящей из суммы K -распределенной и гауссовской помех, представляет значительный интерес для обнаружения целей при одновременном воздействии K -распределенной помехи от подстилающей поверхности и гауссовской помехи от метеообразований. В этом случае все параметры распределения суммарной помехи следует считать неизвестными.

Для этого случая сохраняется структура алгоритма оценивания Колмогорова-Смирнова, описанная в предыдущем разделе, но здесь уже не имеется возможности разделить оценку суммарной мощности на мощность K -распределенной и гауссовской помехи. Для вычисления теоретической функции распределения $P(x)$ мы используем нулевую гипотезу – предполагаем, что мощности K -распределенной и гауссовской помех равны.

Конечно, с точки зрения первоначального назначения метода Колмогорова-Смирнова это лишено смысла, поскольку в этом случае эмпирическое и заданное распределения заведомо не совпадают. Однако, статистика Колмогорова-Смирнова, оценивающая форму распределения, будет чувствовать влияние подлежащего оцениванию параметра формы и будет иметь максимум вблизи истинного значения этого параметра.

Симулирование этого варианта проводилось для приведенного выше набора истинных значений параметра формы. Отношение мощности K -распределенной помехи к шуму приемника задавалось равным 10 дБ, мощность гауссовской помехи от дождя составляла 20 дБ.

Одновременно с симулированием алгоритма оценивания Колмогорова-Смирнова на тех же эмпирических данных проводилось симулирование алгоритма, основанного на оценивании первых трех моментов распределения [1].

На рис.3 представлены графики оценок параметра формы, полученные этими алгоритмами. Из приведенных результатов видно, что в этих условиях метод моментов не работоспособен, и соответствующий график рис.3 представляет собой просто вычислительный шум. Нужно отметить, что были заданы жесткие условия симулирования. Мощность K -распределенной помехи, параметр формы которой мы намерены оценить, на 10 дБ меньше мощности гауссовской помехи, а для алгоритмов оценивания параметра K -распределения гауссовская помеха является помехой в прямом смысле.

Алгоритм Колмогорова-Смирнова, как следует из графика рис.3, в этих условиях дает осмысленные результаты. Ошибки оценивания по сравнению с приведенными в предыдущем разделе возрастают, что является платой за отсутствие информации о распределении мощности между K -распределенной и гауссовской помехами.

По нашей оценке, точность, достигаемая алгоритмом Колмогорова-Смирнова для этого случая, будет достаточна для практического применения в обнаружителях РЛС.

K -распределенная помеха. Как указывалось выше, для случая, когда на входе обнаружителя РЛС имеется только K -распределенная помеха, имеется близкий к оптимальному алгоритм оценивания параметра формы [1], основанный на оценке среднего логарифма выборки (далее называемый алгоритм “log z”). Представляет интерес сравнить предлагаемый в данной работе алгоритм с этим субоптимальным оценителем.

Структура алгоритма оценивания Колмогорова-Смирнова остается той же. В этом случае заданным распределением будет интегральное K -распределение, а оценка средней мощности помехи используется для вычисления параметра масштаба K -распределения.

Симулирование этого варианта проводилось для тех же истинных значений параметра формы. На рис.4 представлены графики оценок параметра формы, полученные алгоритмами Колмогорова-Смирнова и алгоритма “log z”.

Результаты симулирования показывают, что алгоритм Колмогорова-Смирнова имеет характеристики оценивания не хуже (для значений параметра формы менее единицы), или лучшие (для других значений параметра), чем алгоритм “log z”.

Здесь нет противоречия с утверждением, что алгоритм “log z” близок к оптимальному. Оптимальность в таких случаях достигается асимптотически при неограниченном увеличении размера выборки. Это иллюстрируется графиком рис.4, на котором представлены более точные оценки, получаемые алгоритмом “log z” при количестве выборок $N=1000$.

Алгоритм, основанный на испытании Колмогорова-Смирнова, тоже близок к оптимальному, но имеет гораздо более быструю сходимость. При размере массива выборки $N=100$ он обеспечивает значительно более высокую точность оценивания, чем алгоритм “log z” при большем на порядок объеме выборки.

При применении алгоритмов оценивания в реальном времени большое значение имеет трудоемкость вычислений. В рассматриваемом алгоритме для вычисления эмпирической интегральной функции распределения целесообразно использовать простой в вычислительном отношении метод, основу которого составляет упорядочивание исходного массива выборок по возрастанию. В вычислительной математике имеется много очень эффективных алгоритмов упорядочивания массивов. Процедура вычисления средней мощности тоже проста.

Объем вычислений для формирования заданной теоретической функции распределения определяется тем, насколько удобны для вычислений имеющиеся в теории вероятности формулы для требуемого интегрального распределения.

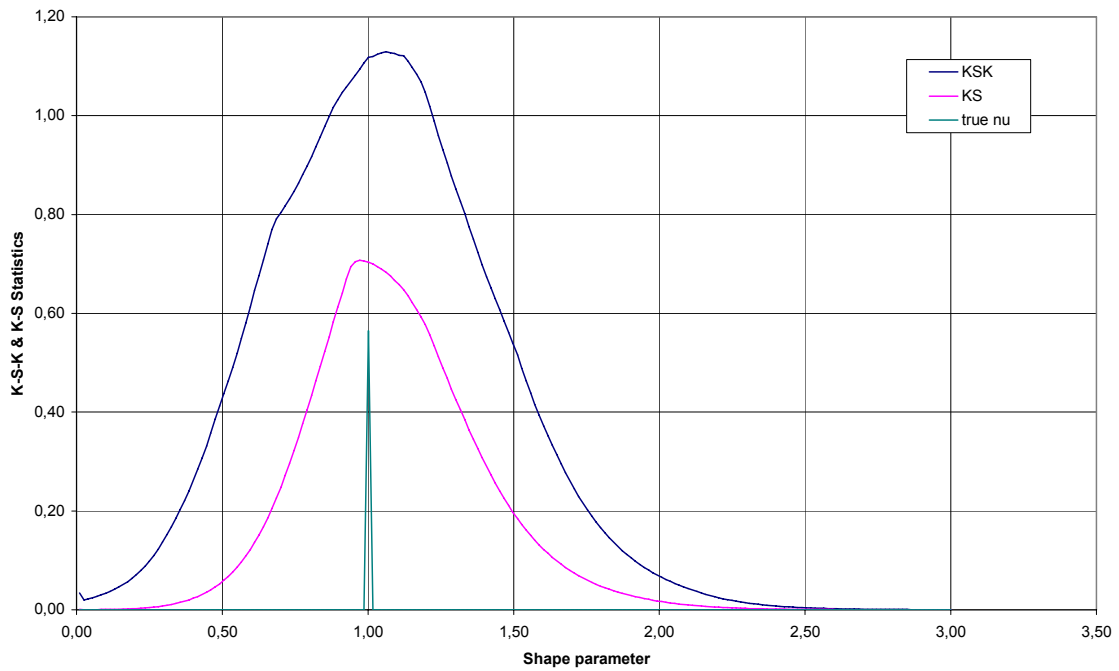


Рис. 1. Статистики Колмогорова-Смирнова и Колмогорова-Смирнова-Кьюпера в функции от параметра формы K -распределения. Сумма K -распределенной помехи и известного шума приемника

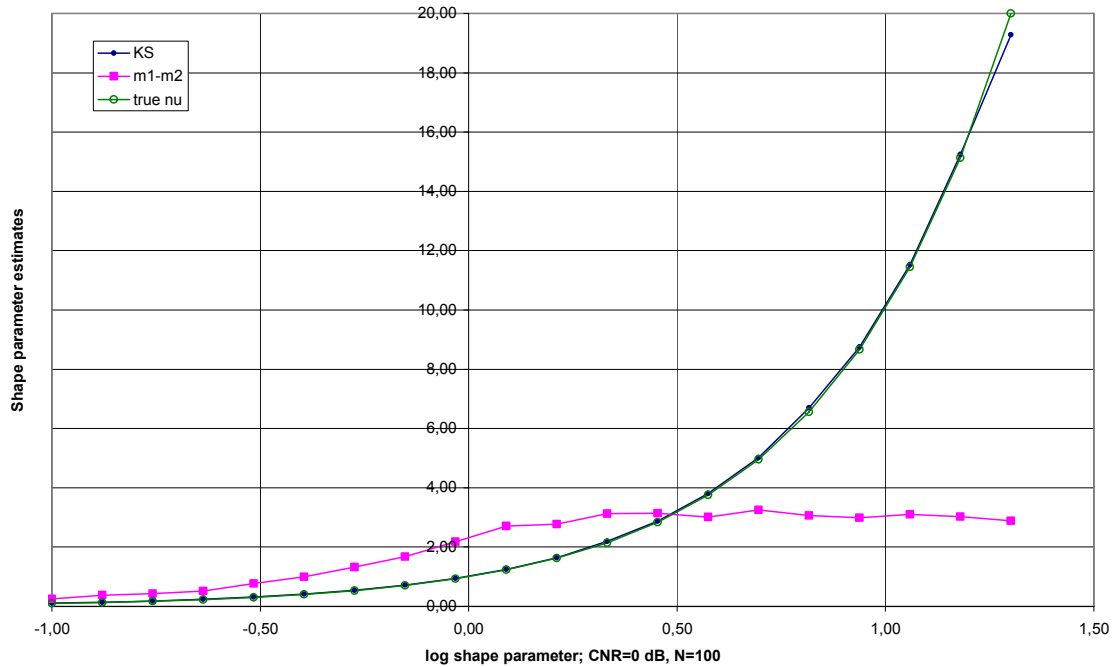


Рис. 2. Оценки параметра формы методом КС и моментов для разных истинных значений параметра формы. Сумма K -распределенной помехи и известного шума приемника.

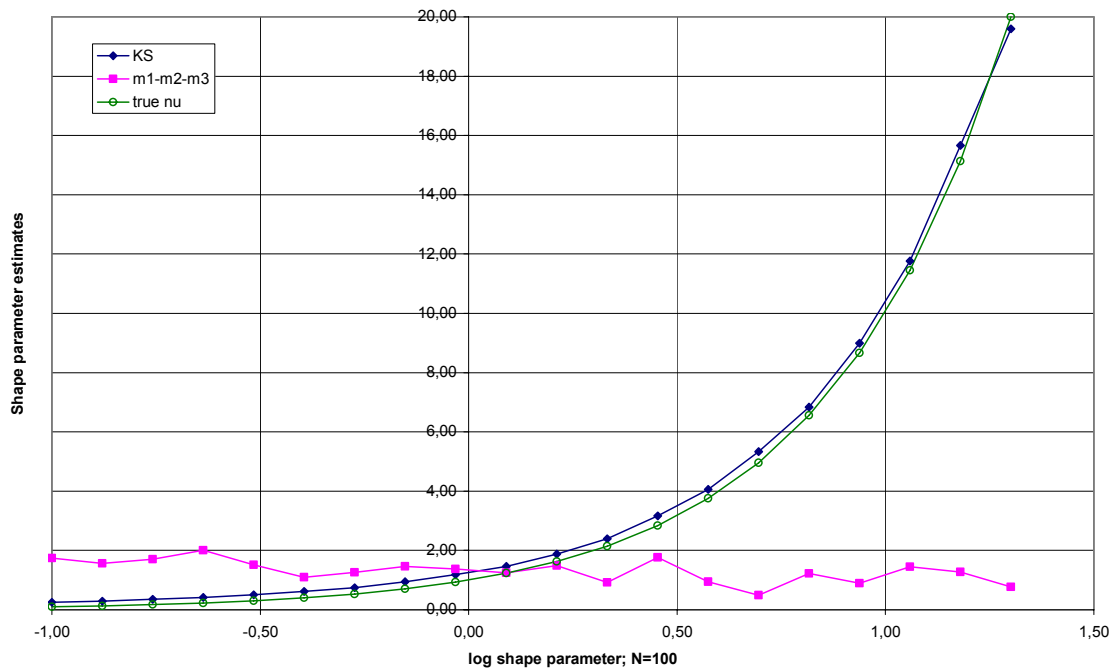


Рис. 3. Оценки параметра формы методом КС и моментов для разных истинных значений параметра формы. Сумма K -распределенной и гауссовской помех с неизвестными параметрами

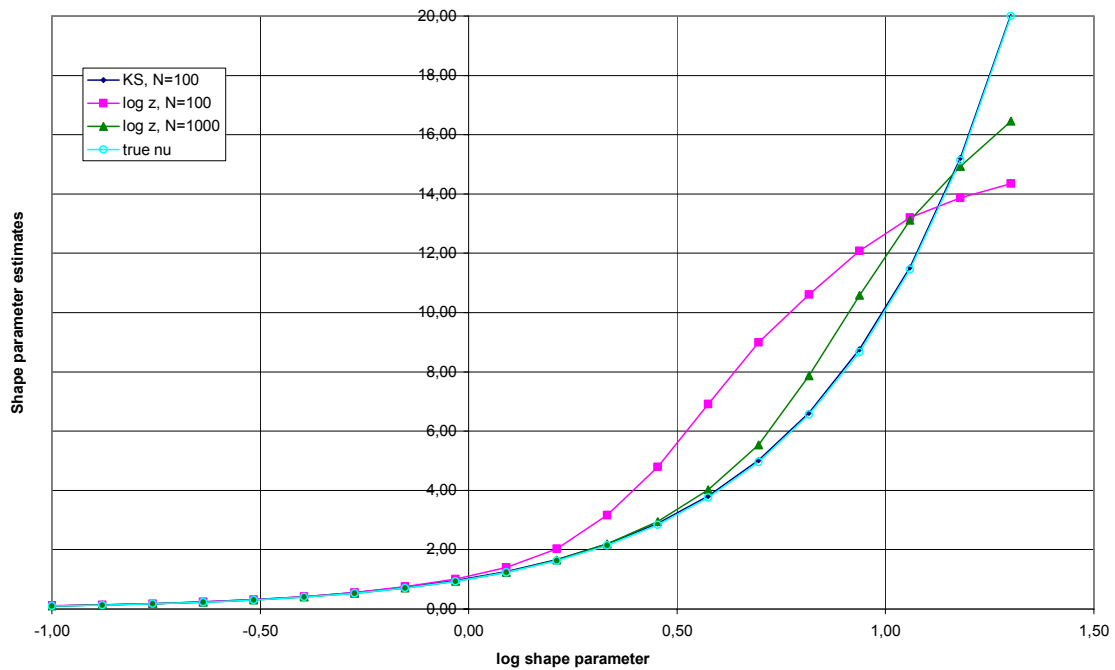


Рис. 4. Оценки параметра формы методом КС и “log z” для разных истинных значений параметра формы. K -распределенная помеха

В заключение можно отметить, что известные в литературе методы оценивания параметра формы основаны на использовании специфических свойств K -распределения, гамма-распределения или распределения Вейбулла. В отличие от них, предложенный метод весьма универсален. Для применения предлагаемого метода требуется только, чтобы существовала пригодная для вычислений интегральная функция распределения.

В данной работе этот метод применен для решения сложной и не имевшей удовлетворительного решения задачи оценивания параметра формы в смеси не гауссовской и гауссовской помехи. По-видимому, этот подход в силу его универсальности можно распространить и на другие задачи оценивания. В частности, в принципе возможно также совместное оценивание нескольких неизвестных параметров распределения с использованием алгоритмов многомерной максимизации.

Литература

1. K.D.Ward, R.J.A.Tough, S.Watts, Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance, The Institution of Engineering and Technology, London, 2006.
2. Billingsley, J.B., Low-Angle Radar Land Clutter, William Andrew Publishing, 2002.
3. Пао С.Р., Линейные статистические методы и их применения, М., 1968.
4. Kuiper, N. H. (1962). "Tests concerning random points on a circle". *Proceedings of the Koninklijke Nederlandse Akademie van Wetenschappen, Series A* 63: 38–47.

СОЗДАНИЕ НИЖНЕГО ЯРУСА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПОЛЯ НА ОСНОВЕ СЕТИ СТАЦИОНАРНЫХ ПОСТОВ РТВ, ОСНАЩЕННЫХ НЕОБСЛУЖИВАЕМЫМИ УНИФИЦИРОВАННЫМИ РЛС X – ДИАПАЗОНА

Литвинов В.В., Зюкин В.Ф., Климченко В.И.

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба (ХУ ВС)

61023, Украина, Харьков, ул. Сумская, 77/79; тел. (057) 343-40-26

For detection of low-altitude targets, control of small aviation flights, protecting the objects from terrorism it is suggested to create the continuous low-altitude radar field on the basis of radar troops site network, as well as unattended unified radars of X-band (8 - 12,5 GHz), placed on stationary towers. Collection (for further processing and display in radio-technical centers) of radio-location signals and information got from radars, can be carried out in the automatic mode by means of tower radio communication channels. A technical design and advantages of such radar network comes into a question. Standard airborne meteorological and navigation radars of civil aviation airplanes of type «Groza-26» («Buran») can serve as their prototype.

Введение. Создание и поддержание эффективного сплошного радиолокационного (РЛ) поля (РЛП) на малых высотах (до 3 км с нижней кромкой 50-100 м) всегда было важнейшей задачей радиотехнических войск (РТВ) Противовоздушной обороны [1,2].

С течением времени острота проблемы маловысотного (МВ) РЛП для развитых стран не уменьшается, а возрастает, в т.ч. и для Украины - несмотря на снижение уровня военных угроз и её внеблоковый статус. Это связано с бурным развитием малой – в основном частной – авиации, ростом террористических угроз и разного рода попыток незаконного использования воздушного пространства.

Мировая тенденция – интеграция военных и гражданских (УВД) систем РЛ контроля воздушного пространства в системы единого РЛП [1,2]. Однако стратегия ИКАО в целом стимулирует снижение роли первичной радиолокации (Концепция CNS/ATM), что чётко просматривается и в Украине [1]. Взаимодействие УВД с РТВ имеет место лишь в трассовом полётном пространстве, т.е. на средних и больших высотах. Следовательно, РТВ должны строить собственную достаточно густую сеть РЛС МВ поля.

При подъёме антенн на 30...50 м для покрытия всей территории Украины необходимы 120...150 позиций МВ РЛП. Такая сеть традиционных маловысотных РЛ рот экономически и организационно совершенно неприемлема, что было очевидно уже к началу 80-х годов [1]. Необходимо переходить к системе РЛ постов по принципу: один пост - один постоянно работающий РЛ комплект максимальной надёжности и минимальной сложности и стоимости. К тому же отечественные номинально маловысотные РЛС фактически являются радиолокаторами средних и малых высот; для класса МВ они слишком тяжелые, громоздкие, энергоёмкие и дорогие. Для МВ РЛ постов нужно и можно создавать специализированные РЛС с небольшой дальностью и потолком зоны. Естественно использовать коротковолновую часть сантиметрового (X-band) диапазона волн: 8..12,5 ГГц.

Принципы построения и рекомендуемые ТТХ X- band РЛС МВ. 1. Укорочение длины волны при уменьшении размеров зоны обзора – распространенная практика [1], например, при переходе от трассовых РЛС больших и средних высот (радиус зоны обзора $r_m \sim 200 \text{ nm} \approx 370 \text{ км}$, длина волны $\lambda \sim 23 \text{ см}$) к аэродромным или «МВ» ($r_m \sim 100 \text{ nm} \approx 180 \text{ км}$, $\lambda \sim 10 \text{ см}$). Дальнейшее уменьшение зоны по дальности – до $r_m \sim 50 \text{ nm} \approx 90 \text{ км}$ ведёт в X-диапазон: $\lambda \sim 2,3...5 \text{ см}$.

2. Маловысотные РЛС нового поколения целесообразно выполнять как масштабированные «копии» 3-координатных импульсных обзорных РЛС (рис. 1) S-диапазона волн ($\lambda \sim 10 \text{ см}$). Рекомендуется выбор $\lambda \sim 2,3...3 \text{ см}$, что позволит ограничить размеры антенн до 2 м x 2 м (рис. 2). Коэффициент масштабирования антенн – около 3. Сохраняются: однозначное измерение и высокое разрешение по дальности, многолучевое

построение «косекансной» зоны обнаружения, малая ширина лучей диаграммы направленности антенны – около $1,5^\circ$. Частота посылок импульсов - 500 / 1000 Гц. Радиопульсы - простые, длительностью 1 / 0,5 мкс, разрешение по дальности - 150 / 75 м.

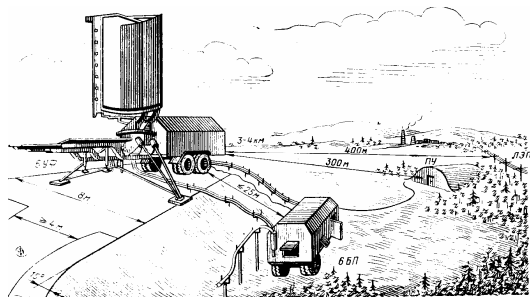


Рис. 1. РЛС 19Ж6 на позиции ($\lambda=10$ см, $A_{эф} \approx 5$ м², $P_{ср} = 3$ кВт, $r_m \approx 150$ км при ЭПР цели 1 м², масса более 35 т)

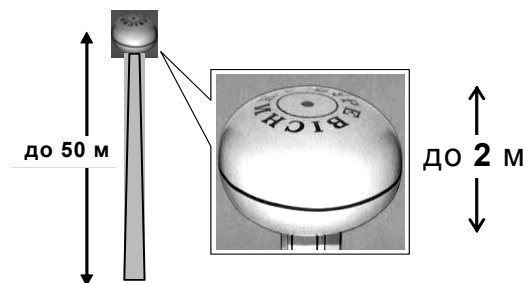


Рис. 2. Схематическое представление РЛС X – диапазона (под обтекателем) на вышке

3. В качестве конструктивной основы МВ РЛС целесообразно принять самолётные РЛС типа «Буран», «Гроза» (Украина), «Контур-10Ц» (РФ, рис. 3): рабочая длина волны - 3 см, эффективная площадь раскрытия антенны $A_{эф}$ - до 1 м², средняя мощность излучения передатчика до 50 Вт при потребляемой мощности до 500 Вт, масса менее 100 кг. РЛС скомпонованы в виде функциональных блоков и волноводно-кабельных соединений. Достоинства: блочная модульность, простота защиты от метеофакторов, малые габариты и масса блоков, и комплекта в целом, малое энергопотребление, простота ремонта и обслуживания. Могут быть использованы наработки и других украинских производителей наземных (береговых) и корабельных РЛС X-диапазона (НПО «Квант» и его «наследники»).

4. Рекомендуемый потолок (по легкомоторному самолету) косекансной зоны обнаружения h_m – около 3 км, радиус зоны обзора $r_m \sim 80$ км.

В режиме регулярного кругового обзора из обобщенного уравнения радиолокации следует:

$$r_m^4 \approx P_{ср} G_3 A_{эф},$$

где, G_3 – эквивалентный коэффициент усиления (коэффициент формы зоны обнаружения). Для косекансной формы зоны обнаружения («мертвой воронкой» пренебрегаем) $G_3 = 2/\sin(h_m/r_m)[2-\sin(h_m/r_m)] \approx [\sin(h_m/r_m)]^{-1}$.

Будем считать остальные параметры, входящие в обобщенное уравнение радиолокации, неизменными. При этом потребный для РЛС X-диапазона энергопотенциал ниже на 27 дБ относительно РЛС 19Ж6. С учётом меньшей площади антенны РЛС X-диапазона ($A_{эф} = 2...4$ м²) средняя мощность излучения $P_{ср} < 50$ Вт (возможно - 20...30 Вт).

Например, увеличив в РЛС «Контур-10Ц» (рис. 3) $A_{эф}$ до 3 м², $P_{ср}$ до 50 Вт, наростим её потенциал на 20 дБ. Это позволит увеличить дальность зоны обзора (узким

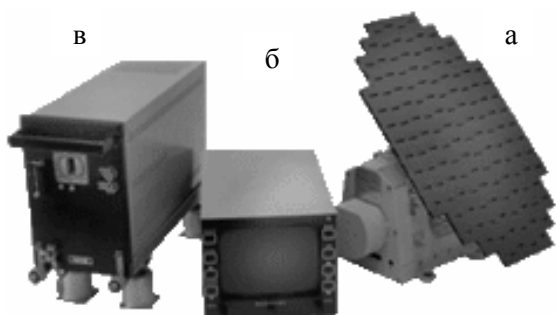


Рис. 3. Метеонавигационная бортовая РЛС «Контур-10Ц» ($\lambda=3,2$ см, $A_{эф}$ – до 0,15 м², $P_{ср}$ – до 10 Вт, $r_m \sim 30$ км в реж. «Метео», масса 12 кг): а) антенный блок (щелевая антенная решетка); б) многофункциональный индикатор; в) приемопередающий блок

лучом, с шириной по углу места – около $1,5^\circ$) в 3 раза: $r_m \sim 90$ км. Для заполнения изовысотного участка ($h_m=3$ км) косекансной зоны обнаружения лучами такой же ширины (достаточно 3 луча) потребуется увеличить потенциал РЛС всего на ~ 1 дБ.

В генераторе СВЧ можно использовать маломощный магнетрон украинского производства с перестройкой несущей частоты.

5. Необходимая дальность радиогоризонта достигается установкой РЛС на вышках (мачтах) высотой 40..50 м (рис. 4), защита от метеофакторов и малое потребление привода вращения – размещением РЛС под радиопрозрачным обтекателем (рис. 2) и применением экономичных и надёжных безредукторных приводов вращения (соответствующий отечественный опыт, в частности на НПО «Квант», имеется).



Рис. 4. Мачта (высота 30...50 м) с антенной бистатической РЛС «Струна» (ОАО НИТЕЛ, РФ)

6. Безотказность достигается полным дублированием функциональных модулей.

Плотность МВ РЛ постов позволяет использовать “безлюдные” технологии за счёт трансляции в радиотехнические центры по радиолиниям X-диапазона РЛ информации и даже эхо-сигналов для последующей обработки (аналогично корреляционно-базовому многопозиционному РЛ комплексу 5Д37 «База»).

Профессиональные кадры при этом на МВ РЛ постах не потребуются.

Информативность МВ РЛС X-диапазона, системные эффекты.

1. Размеры элемента разрешения по азимуту, дальности и углу места минимальны. Они соответствуют рациональным для обзорной радиолокации стандартам, обеспечивают хорошие точности отсчётов координат объектов локации, трассовую обработку РЛ информации и высокое качество информационного обеспечения любых задач разведки и управления.

Сужение лучей диаграммы направленности антенны до 1° технически возможно, но нецелесообразно.

Рекомендуемая ширина спектра излучения – 1...2 МГц. Дальнейшее расширение спектра «дробит» объект на «блестящие точки», но реального прироста информативности не даёт (40-летний опыт неудачных попыток [1], включая серийную РЛС 22Ж6М).

2. Основной темп кругового обзора - классические 6 об/мин или 10 с/обзор. Удвоенный темп (5 с/обзор) возможен, но в сплошном МВ поле практически не нужен и даже вреден (повышенный расход мощности и ресурса привода вращения антенны).

3. Низкая частота посылок (500 Гц) устраняет опасность наложения пассивных помех второго такта (от гор и метеообразований), особо опасных для слабых сигналов на границе зоны обнаружения. При этом гарантируются [1] высокоэффективная адаптивная селекция движущихся целей (практически без эффекта «слепых» скоростей) и обеспечивается доплеровско-спектральная идентификация (классификация) объектов локации, включая отождествление отметок в трассах и разделение летательных аппаратов и наземного транспорта. Для распознавания «спектральный портрет» значительно удобнее, информативнее и проще, чем «дальностный портрет»; есть положительный опыт ЗРВ и исследований на РЛ технике РТВ [1].

4. В малые антенны не «вписываются» привычные каналы определения госпринадлежности (*свой/чужой* или IFF - *друг/враг*), однако надобность в них отпадает по мере всемирного внедрения обязательной технологии ADS-B (broadcast) – трансляции каждым летательным аппаратом своих точных координат в широковещательном режиме. Опасным будет считаться «молчащий» воздушный объект, либо сообщающий ложные данные.

5. Переходить к более плотным боевым порядкам (при соответствующем снижении потенциала РЛС) с энергетической точки зрения выгодно, так как энергетический выигрыш при каждом уменьшении радиуса зоны обнаружения (зоны ответственности) отдельной РЛС в 2 раза (на октаву) достигает 12 дБ. С учетом того, что число требуемых позиций для сплошного МВ РЛП при этом увеличивается в 4 раза, энергетический выигрыш для всей системы МВ постов составит 6 дБ на октаву. Кроме того, высота нижней кромки МВ РЛП уменьшается примерно в 1,4 раза.

Оптимизация пунктов размещения постов с учетом рельефа местности позволит решить задачи формирования сплошного РЛП и функционирования системы связи между пунктами при числе позиций для Украины – около 100, с радиусом зоны ответственности поста - 50 км (пространственный шаг постов - 80...100 км) и нижней кромкой сплошного РЛП – до 50 м.

Суммарные затраты электроэнергии при функционировании РЛС всех позиций не превысят 50 кВт, что примерно на порядок меньше, чем при создании нижнего яруса РЛП традиционными методами.

Рекомендуемые МВ РЛ посты могут применяться в комплексе с существующими РЛС для наращивания зоны обнаружения в ответственных направлениях, при создании локального (очагового) РЛП для прикрытия важных объектов.

6. Обслуживание постов будет сводиться к пополнению запасов горючего и замене вышедших из строя модулей РЛС и элементов каналов связи; охрана может осуществляться наемным персоналом.

7. Стоимость (на мировом рынке) береговых, бортовых (корабельных, авиационных) РЛС X-диапазона в типовой комплектации обычно не превышает \$10 тыс. В совокупности с вышкой (аналогичной вышке мобильной связи, рис. 4) оборудование МВ РЛ поста будет стоить примерно на 2 порядка меньше, чем соответствующее оборудование позиции с РЛС типа 19Ж6 (рис. 1).

8. Ввиду высокой пространственной направленности и низкого уровня излучений МВ РЛ поста степень его воздействия на окружающую среду будет не большей, чем вышек мобильной связи, что позволит избежать конфликтов с местным населением, обусловленных экологическими соображениями.

9. Можно определить ряд проблемных вопросов, связанных с построением сети стационарных МВ постов РТВ, оснащенных необслуживаемыми унифицированными РЛС X – диапазона:

- апробация основ функциональной модульности и технической унификации РЛС РТВ;
- освоение распознавания объектов по спектральному портрету;
- определение госпринадлежности объектов с использованием технологии ADS-B;
- конструкция вышки, энергоснабжение, оснащение территории МВ РЛ постов;
- частотный ресурс, землеотвод – их законодательное обеспечение;
- организация сетевой связи с опорой на систему РЛ постов;
- возможности коммерческого использования избытка информационно-связных ресурсов.

Литература

1. Литвинов В.В. Радиолокаторы систем контроля воздушного пространства: ретроспектива и современные проблемы интеграции и унификации // Прикладная радиоэлектроника. – 2004. – Том 3, № 4. – С. 61-74.

2. Литвинов В.В., Зюкин В.Ф., Маляренко А.С. «Пути развития системы и средств радиолокационного контроля воздушного пространства» // Наука і оборона. -1994.- № 3.- Киев: Варта. - С. 10 – 16.

СОВРЕМЕННАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В ФОРМИРОВАНИИ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА

Кучеров Ю.С.¹, Назаренко И.П.¹, Гапотченко О.О.², Шентябин А.Н.²

¹ ОАО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

105082, г. Москва, ул. Б. Почтовая, 22.

Тел. (495) 267-66-04, e-mail: skala@aha.ru

² ФГУП «НТЦ Промтехаэро»

105120, г. Москва, Сыромятнинский пр. 6.

Тел. (495) 917-28-25, e-mail: ale1284@yandex.ru

In the article the place and the state of contemporary radar in the traditional fields of application is shown. Are examined the new possibilities of increasing in the effectiveness, reticence and vitality of radar equipment, the versions of systems approach to the solution of the prevailing problems. The survey of the directions of giving to the developed means of radar reconnaissance of new properties is made.

В настоящее время значение радиолокации в применении для хозяйственных, промышленных и оборонных нужд не снижается. Без применения радиолокации не обходятся в сельском и лесном хозяйстве, геофизике и географии, гидрологии и океанографии. Но основное предназначение радиолокация по-прежнему находит в традиционных областях применения: военном деле и гражданской авиации.

Решение основных проблем, связанных с совершенствованием современных систем и подсистем разведки и наблюдения за обстановкой в воздушном пространстве различных уровней и направленности, во многом зависит от создания единого информационного пространства сетевого типа. Его основное свойство – способность интегрировать потоки данных от различных средств и систем обзора воздушного пространства, обеспечивать обработку, преобразование, отождествление и распределение информации в пространстве с темпом и качеством, достаточным для выбора и применения эффективных исполнительных систем для каждого типа воздушного объекта.

В свою очередь, построение современных систем разведки связано с использованием коммерческих компьютерных и коммуникационных технологий, глобальных и локальных систем координатно-временного обеспечения. Все это неизбежно приводит к новому витку развития систем активно-пассивного радиолокационного наблюдения различного вида базирования и предназначения.

В структуре современной противовоздушной обороны активные радиолокационные станции являются основными и практически единственными источниками информации об обстановке в воздушном пространстве над страной и сопредельными территориями. Естественно, эти средства обнаружения первыми вступают в контакт со средствами воздушного нападения противника и первыми же подвергаются атаке с их стороны. Однако если РЛС размещаемые на подвижных платформах (воздушных, водных, автомобильных или гусеничных) могут обеспечить свою выживаемость за счет маневра носителя, то наземные радары, остающиеся неподвижными в процессе отражения налета СВН противника, крайне уязвимы. Тактические порядки современных авиационных формирований, предназначенных для прорыва ПВО, обязательно предусматривают радиоэлектронное и огневое подавление РЛС. Тем более что позиции этих станций могут быть разведаны заранее, а также выявлены во время налета, в масштабе времени, близком к реальному. Методы «сетцентрического нацеливания» очень эффективны и находят все большее распространение.

Опасность для радиолокационных средств любой организационной и ведомственной принадлежности, в том числе – для разрабатываемых новых локаторов, остается прежней: излучение РЛС засекается, определяются ее координаты, а затем следует активное радиоэлектронное подавление и массированный удар огневых средств воздушного нападения, нейтрализовать который можно только с помощью очень сложной системы защиты радара, с непредсказуемым конечным результатом. А все имеющиеся в арсенале

способы борьбы с помехами за счет повышения энергетического потенциала станций, сужения диаграмм направленности, перестройки частоты, организации провалов в диаграммах в направлении на помеховое излучение, аппаратной и алгоритмической компенсации помех и пр. помогают лишь отчасти. Уничтожение радиоэлектронных средств системы ПВО, построенных на принципах активной радиолокации, в конечном итоге приведет к поражению в информационном противоборстве и войне в целом. Это ставит под вопрос боевую эффективность существующей системы радиолокационной разведки и, следовательно, всей системы противовоздушной обороны в целом.

Возникает традиционный, в таких случаях, вопрос: «Что делать?»

В подавляющем большинстве научно-практических мероприятий, посвященных проблемам современной радиолокации, в том числе и на предыдущих Радиоэлектронных Форумах, предлагались и рассматривались преимущественно технические решения. Нами предлагается немного отойти от рассмотрения углубленных проблем радиолокации только технической направленности и посмотреть на организацию всего дела системно, в том числе – с точки зрения применения средств разведки. При этом мы исходили из тенденций, складывающихся в радиолокационной отрасли России, которые характерны и для других стран.

Резкое снижение финансирования в 90-х годах прошлого века, в сочетании с сокращением группировок радиотехнических войск, привело к существенному снижению возможностей радиолокационной системы по эффективному ведению разведки средств воздушного нападения. В значительной степени радиолокационный контроль воздушного пространства над Российской Федерацией и прилегающими территориями был утрачен.

В целях объединения усилий Министерства обороны и Министерства транспорта для эффективного решения задач противовоздушной обороны и управления движением в воздушном пространстве страны была поставлена задача: создать федеральную систему разведки и контроля воздушного пространства Российской Федерации.

Организационно федеральная система состоит из координационных органов и единой радиолокационной системы. Единая радиолокационная система должна была включить в свой состав силы и средства радиолокационной разведки Министерства обороны – радиотехнических войск противовоздушной обороны страны, подразделений радиотехнического обеспечения Военно-воздушных сил, радиотехнических частей и соединений войсковой противовоздушной обороны, радиотехнических подразделений и частей противовоздушной обороны и надводных кораблей, оснащенных радиолокационными станциями Военно-Морского Флота; Министерства транспорта – радиолокационных позиций системы управления воздушным движением, а также системы управления, сбора и обработки радиолокационной информации.

Практическая деятельность по созданию федеральной системы началась в октябре 1994 г. Магистральным направлением развития и совершенствования федеральной системы стала работа по комплексной автоматизации органов управления и информационных источников системы в рамках построения единой автоматизированной радиолокационной системы федеральной системы разведки и контроля воздушного пространства.

В условиях сокращения состава радиотехнических войск противовоздушной обороны применение позиций двойного назначения федеральной системы позволило частично сохранить качество контроля за соблюдением порядка использования воздушного пространства РФ. В свою очередь, применение подразделений двойного назначения позволило снизить затраты при решении задач управления воздушным движением в наиболее удаленных регионах страны.

В 1998 г. произошло объединение двух видов Вооруженных Сил - Войск ПВО и ВВС. В условиях реформирования пришлось по-новому оценивать ход работ по развитию федеральной системы. Для восстановления сплошного радиолокационного поля России на средних высотах необходимо создание около 100 радиолокационных позиций двойного назначения, оснащенных современными радиолокационными комплексами двойного

назначения. Для решения поставленной задачи необходимо ежегодно в течение не менее десяти лет создавать по 7-12 информационных элементов федеральной системы. При этом потребуется значительное вложение бюджетных средств. Произведенные расчеты показывают, что на восстановление аналогичного радиолокационного поля только силами Министерства обороны потребовало бы затрат больше почти в 10 раз.

Восстановление информационных возможностей системы радиолокационной разведки с существующими разнотипными и разобобщенными структурами получения информации и управления, в которых практически отсутствует оперативное взаимодействие, требует новых организационных подходов к решению сложных научно-технических проблем.

На наш взгляд, это может быть достигнуто за счет интегрирования информационных средств в единую систему, комплексирования разнородных по принципам действия и видам базирования источников данных о воздушной обстановке с близкими по параметрам зонами разведки. А на этой основе – создание единого информационного пространства сетевого типа, с использованием новейших компьютерных и коммуникационных технологий.

Для выполнения интеграционных действий, в первую очередь, необходимо перевести в цифровой вид представление данных от каждого из существующих источника данных об обстановке в воздушном пространстве, произвести дооборудование РЛС приборами координатно-временного обеспечения, реализовать унифицированный ввод информации в сети связи и передачи данных.

Современные и перспективные средства радиолокации военного назначения должны обеспечивать выполнение задач по предназначению при активном противодействии высокоэффективных средств огневого и радиоэлектронного подавления. Основная задача создания таких перспективных радиолокационных средств – сделать их адекватными не только современным средствам ведения боя, но и будущим «сетевым» войнам. В целях создания перспективных средств (комплексов) радиолокационной разведки необходимо выполнить комплекс работ по разработке:

- адаптивных к складывающейся воздушно-помеховой обстановке и решаемым задачам РЛС с цифровыми антенными решетками (плоскими, цилиндрическими, невращающимися);

- принципов построения и элементов комбинированных активно-пассивных систем радиолокации, методов комплексирования информации;

- путей повышения помехозащищенности РЛС за счет применения сложнокодированных, широкополосных и сверхширокополосных сигналов, в том числе с оптической обработкой;

- путей совершенствования методов распознавания воздушных объектов по одномерным и многомерным портретам в условиях воздействия помех;

- методов повышения автоматизации процессов управления РЛС, в том числе за счет внедрения систем искусственного интеллекта;

- новых и нетрадиционных методов получения информации (работа по сигналам телевизионных и вещательных станций, работа по сигналам зарубежных бортовых ответчиков);

- путей роботизации процессов свертывания и развертывания РЛС, создания мобильных устройств подъема антенн на вышках.

Как показывает отечественный и мировой опыт построения и освоения больших информационных систем реального времени, имитационного моделирования их основных компонентов с использованием освоенных компьютерных и информационных технологий, могут быть выбраны следующие критерии соответствия источника (источников) данных об обстановке в воздушном пространстве для использования в едином информационном пространстве:

- характеристики каждого источника данных должны соответствовать требованиям секторов воздушного пространства по всей номенклатуре воздушных объектов (точность,

пропускная способность, задержка и темп обновления данных, качество распознавания воздушных объектов);

возможность реализации принципа информационной дополнителности при совместном функционировании разнотипных источников данных в заданных секторах воздушного пространства для информационного обеспечения заинтересованных потребителей информации в этих секторах;

обязательное автоматическое обнаружение, завязка трассы и трассовое сопровождение воздушных объектов, формирование расширенной размерности вектора состояния, включающего пространственные координаты, параметры движения и признаки распознавания, характерные для выбранного метода радиолокации и распознавания;

наличие автоматической обработки данных в реальном масштабе времени для обнаружения и завязки трасс, объединения и отождествления информации по каждому воздушному объекту от всех интегрируемых источников. Это позволит освободить операторов от решения второстепенных задач для концентрации его внимания на оценке складывающейся обстановки в воздушном пространстве, с целью выделения и обслуживания распознанных приоритетных воздушных объектов;

высокая точность в процессе автоматического обнаружения и сопровождения воздушного объекта при любых траекториях его движения и прерывистости (мерцании);

автоматическая передача и отождествление трасс в частично перекрывающихся зонах обзора источников данных о воздушной обстановке;

наиболее полное использование возможностей всех интегрируемых источников данных для индивидуального распознавания каждой цели. Сбалансированная оценка данных распознавания при частичной их противоречивости и неопределенности (гибкая логика при сопоставлении вектора признаков с базой данных);

наличие возможности гибкого управления разведкой воздушного пространства посредством единого процесса трассового сопровождения совместно с распознаванием и классификацией объектов в зависимости от решаемых задач и одновременно возникающих нестандартных ситуаций;

наличие интеллектуального унифицированного автоматизированного рабочего места оператора, удовлетворяющего следующим требованиям:

наличие гибкого, интуитивно понятного интерфейса, управляемой базы данных в предметной области и экспертной системы;

комплекс аппаратно-программных средств системы поддержки всех режимов работы интегрированного информационного средства;

аппаратно-программные средства информационного обмена с внешними источниками данных и потребителями информации по освоенным стандартам цифровых сетей (TDMA, CDMA, DAMA, FDMA), обеспечивающих многостанционный (множественный) доступ по уровням и паролям.

В заключение надо сказать, что выполнение мероприятий, направленных на выправление положения дел в радиолокационной отрасли должно происходить в тесной кооперации научно-исследовательских и производящих предприятий радиоэлектронной промышленности России, Украины и Белоруссии. Связано наше предложение с тем, что эта кооперация складывалась еще во времена зарождения радиолокации и имеет право на существование с целью «выживания» в современной обстановке жесточайшей конкуренции со стороны производителей из других экономически развитых стран.

ЕДИНОЕ ИНФОРМАЦИОННОЕ ПОЛЕ – РЕАЛЬНОСТЬ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Кучеров Ю.С.¹, Назаренко И.П.¹, Терешко В.М.², Шентябин А.Н.³

¹ ОАО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

105082, г. Москва, ул. Б. Почтовая, д. 22.

Тел. (499) 267-66-04, e-mail: skala@aha.ru

² ОАО «НПО «ТРАНСКОМ»

111024, Москва, Пр. Энтузиастов, д. 19.

Тел. (495) 673-24-40, e-mail: mail@oao-transcom.ru

³ ФГУП «НТЦ Промтехаэро»

105120, г. Москва, Сыромятнический пр., д. 6.

Тел. (495) 917-28-25, e-mail: ale1284@yandex.ru

The article deals with the state of matters of population, organizations and enterprises dataware in the world during the period passed since the Second Radio-Electronic Forum. Problems of inadequate coordination of society informatization, as well as the negative influence of this process upon people are raised. Advanced lines of IT development are shown in the article.

В течение времени, прошедшего после проведения Второго Международного Радиоэлектронного Форума интенсивность работ по информационному обеспечению населения, организаций и предприятий в мире существенно возросла. Повсеместно в обиходе применяются термины и понятия напрямую связанные с информатизацией мирового сообщества: мировое информационное пространство, единое информационно-коммуникационное пространство, информационное общество, электронное правительство и т.д.

В развитых странах происходит опережающий рост информационного сектора экономики, что вызывает значительные изменения на рынке труда. В результате этих изменений экономическая деятельность, связанная с получением и обработкой информации, в настоящее время играет все более важную роль в экономиках развитых стран. По оценкам экспертов 60-70% новых рабочих мест в развитых странах связаны сегодня с той или иной формой обработки информации. Информационно-коммуникационные технологии занимают центральное место в обновлении и реструктуризации ключевых сфер деятельности: производство продукции, транспорт, торговля, а также образование, здравоохранение, управление предприятиями и населенными пунктами, индустрия отдыха и зрелищ, общественное питание, быт и досуг, СМИ, социальные службы, городское хозяйство, общественная и культурная жизнь. Осуществляются стратегические вложения в совершенствование процессов управления регионами, городами, в развитие науки, образования, системы поддержки инноваций, информационно-коммуникационной инфраструктуры, в наращивание информационных ресурсов.

Проводимые ранее в мире работы по информатизации были в основном направлены на информационное обеспечение управленческих задач на предприятиях и совершенствование делопроизводства в органах управления государствами и бизнесом. Взаимодействию органов власти с гражданами и хозяйствующими субъектами должного внимания не уделялось. И только последние годы характеризуются повышенным вниманием, которое правительства разных стран и регионов уделяют более оперативному и эффективному взаимодействию с гражданами и организациями на основе широкомасштабного применения информационно-коммуникационных технологий.

И здесь не обходится без отрицательных примеров, без которых невозможно движение вперед. Так в России информационные системы органов управления стали забытым инструментом реализации власти, поддержки реформирования, совершенствования государственного и муниципального управления. Информационные системы органов власти сейчас больше «стреляют из компьютерных пушек по бумажным воробьям». Они создаются, как правило, независимо друг от друга, плодя разрозненные информационные княжества. Например, сейчас все ведомства проявляющие заботу о пенсионерах делают информационно несовместимые системы персонафицированного учета. Это – Пенсион-

ный фонд, Министерство труда, налоговые структуры, Министерство обороны, МВД, ГАС «Выборы», ЗАГСы и пр. Независимо друг от друга создаются информационные системы министерств и ведомств государственной власти, органов власти субъектов Федерации, органов местного самоуправления – в них совсем не согласованы формы представления, способы и методы обработки информации. Единой стандартизации и сертификации этих элементов нет, перерасходуются бюджетные средства.

В сфере государственного и муниципального управления лавины информации создают руководителям постоянную перегрузку, вызывают стрессы. Для них проблемными областями являются: предупреждение конфликтных и кризисных ситуаций, поиск наилучшего выхода из создавшегося положения, оценка возможных последствий принимаемых решений, выявление тенденций и закономерностей развития финансовой ситуации, стратегическое планирование, контроль и оценка эффективности исполнения планов и программ, построение альтернативных сценариев, управление корпорациями и многое другое. В этих условиях от информационных технологий требуется нечто большее, чем быть оргтехникой и средством связи. Напрашивается желание найти новые способы эффективного решения возникающих проблем.

Вместе с тем, для информационных технологий применяемых в области государственного и муниципального управления наибольшую трудность составляют задачи, решаемые при большой размытости границ сферы управления, распределенности процессов принятия решений, уникальности, неповторимости и хаотичности развития событий, нечеткости целей управления и причинно-следственных связей, большом влиянии интуитивного фактора в принятии решений.

Здесь в последнее время наметились две принципиальные тенденции в развитии информационных систем органов власти: визуализация и интеллектуализация. Предметно это выражается в создании геоинформационных и интеллектуальных информационных систем поддержки принятия решений. Функционирование таких систем основано на адресном (или по уровню допуска) получении информации, обработке ее и выработке предложений для окончательного принятия решения человеком. Такие системы – уникальный инструмент обеспечения быстрого принятия и контроля исполнения решений, по качеству не уступающих решениям, вырабатываемых группами высококомпетентных специалистов. Особенно – при получении информации о возможных природных катаклизмах, возникновении чрезвычайных ситуаций техногенного характера и т.п.

Геоинформационные системы – это системы информационно-визуальной поддержки согласованного взаимодействия и функционирования органов управления различной государственной и ведомственной принадлежности, принятия управленческих решений на основе аналитической обработки информации, представленной в виде компьютерной геопространственной графики и географических карт. И если с электронными географическими картами в органах управления работают уже давно, то почти стоит на месте решение задач увязки разнородной геоинформации, принадлежащей органам управления различной государственной и ведомственной принадлежности.

Все более заметным становится влияние информации на научно-техническое и социально-экономическое развитие человечества. Расширяющаяся сеть информационно-вычислительных систем усиливает влияние на экономику, политику, идеологию, культуру, образование, воспитание, взаимоотношения между людьми, а также на взаимоотношения населения и власти, на интенсивность и качество обратной связи, но прежде всего – на сознание, культуру личности, масс в целом.

Надо сказать, что уже сейчас созданы и функционируют информационные сервисы, которые применяются не как справочные системы. В них получение информации о случившемся событии выполняется не по запросу, а доводится до заинтересованных потребителей по адресной рассылке, в масштабе времени близком к реальному. Преимущества таких сервисов очевидны и останавливаться на этом особого смысла нет.

К сожалению, доведение информации о происходящих событиях в реальном масштабе времени пока не принял массового характера и носит очаговый характер. В основ-

ном это происходит в военной сфере, при ликвидации последствий чрезвычайных ситуаций техногенного характера. В остальных сферах жизни и деятельности человечества – гораздо реже. Хотя существующий уровень развития информационно-коммуникационных технологий позволяет доводить информацию в реальном масштабе времени, используя телевидение, радио и другие электронные средства массовой информации.

Расширение технологических возможностей информационного обеспечения населения планеты не является определяющим в повышении уровня информированности населения. Определяющим является его включенность в социальные программы под эгидой ООН и в их реализацию. Вместе с тем, масштабные работы по информатизации, проводимые в мире, недостаточно скоординированы. Страны имеют собственные программы, планы и проекты информатизации, есть направления и разделы, связанные с информатизацией, в различных государственных целевых программах. Несогласованность в выполнении этих работ на всех уровнях приводит к тому, что остается низким уровень интеграции существующих систем государственного управления и местного самоуправления, происходит неоправданное дублирование функций в различных системах, отсутствует межгосударственный комплекс стандартов, классификаторов, наборов метаданных и т.п., позволяющих унифицировать представление данных и обеспечить согласованное функционирование этих систем. Об этом мы уже говорили на примере Российской Федерации. Мир нуждается в разработке единой стратегии информатизации сообщества, в новых действенных механизмах координации этой деятельности, в реализации мероприятий по общесистемному обеспечению всемирной информационно-коммуникационной инфраструктуры.

Гражданское общество наших дней и в будущем видится, как идеальное информационное общество, в котором все большее количество людей будет вовлекаться в процесс принятия решений, и между ними возникнут более тесные связи. Информационные сети могут быть новым инструментом при выработке методов и идей развития для осуществления демократии в обществе. Внедрение новых информационных и телекоммуникационных технологий ускоряют процессы становления гражданского общества, основанного на принципах демократии. Однако нельзя игнорировать и то обстоятельство, что информатизация, ускоряя развитие цивилизации, порождает и угрозы безопасности как глобальной, так и в национальных масштабах.

Существует опасность негативного воздействия современных телекоммуникационных технологий на социально-политические и духовные процессы в мире, с возможностями манипулятивного воздействия на массовое и индивидуальное сознание. На наш взгляд, постулат о прямой «электронной» демократии, широко пропагандируемый в экономически развитых странах и встречаемый с восторгом сторонниками либерализации в странах остального мира не корректен. Еще на прошлом Форуме мы обращали внимание, что в сети Internet, как и вообще в глобализованном мире, есть господствующие центры, которые определяют характер и потоки информации, и, соответственно, есть регионы, которые могут стать и реально становятся объектом манипуляции с помощью регулирования информационных потоков. По этому случаю, один из создателей нейrolингвистического программирования Р.Бэндлер говорил, что «если вы не дадите своему мозгу какое-нибудь, пусть примерное направление, то либо он будет действовать случайно, по своему усмотрению, либо другие люди найдут способы управлять им для вас. И они, возможно, не всегда будут иметь в виду ваши лучшие интересы».

Здесь необходимо отметить, что общей проблемой для всех стран, вступивших на путь движения к информационному обществу, является социальная дифференциация по доступу к возможностям информационных технологий. Эта проблема получила название проблемы информационного неравенства. Важность ее признается всеми государствами и международными организациями. Доступ к базовым информационно-коммуникационным услугам и социально значимой информации должен быть обеспечен всем гражданам независимо от места их проживания и социально-экономического положения. Без решения этой сложной проблемы, связанной с техническими, экономически-

ми, культурными и социально-психологическими барьерами на пути массового использования достижений в области информационных технологий, успешное продвижение к информационному обществу невозможно.

Интенсивное развитие информационно-коммуникационных технологий, их внедрение во все сферы жизнедеятельности человеческого сообщества, породили новые проблемы – проблемы обеспечения информационной безопасности. Кибертерроризм и киберпреступность – стали явлениями, требующими координации и объединения усилий всех заинтересованных в противодействии им сил. В этой ситуации крайне актуальным становится разработка современной, учитывающей уже имеющийся мировой опыт, межгосударственной системы информационной безопасности, содержащей комплекс технических и организационно-административных мер.

Применение информационных технологий имеет еще одну сторону – негативное влияние на здоровье человека, в том числе и на психику. Вместе с известными всем излучениями, которые создает компьютерная техника, нарушением зрения, в последнее время специалисты отмечают нарушение деятельности центральной нервной системы. Среди таких нарушений: головная боль, усталость, головокружение, нарушение сна, снижение умственных способностей, ухудшение памяти, депрессия, апатия, повышенная раздражительность, частое и быстрое изменение настроения, сонливость. Психиатры даже придумали специальный термин для этого явления – компьютерный психоз. Во многих странах существуют специальные отделения психиатрических клиник, в которых компьютероманы избавляются от психоза. Правда, по свидетельствам врачей, вылечиться полностью удается далеко не всем. Страшнее всего во всем этом то, что компьютерный психоз, зависимость от «железного друга» общество пока еще не принимает всерьез. Проблема для многих из нас носит абстрактный характер. Для устранения отрицательных последствий массовой информатизации человечества необходимо проведение независимых объективных эргономических исследований последствий влияния информационных технологий на здоровье людей. По результатам исследований разработать нормативы и рекомендации, которые надо реализовывать через Всемирную организацию здравоохранения.

Перспективным направлением развития информационных технологий является применение встраиваемых в грузы и вживляемых в живые ткани микрочипов. В настоящее время их применяют для контроля перемещения грузов через границу, электронного слежения за животными и общественно опасными элементами, идентификации сотрудников компаний для пропусков в специально охраняемые помещения и т.д. Первые примеры вживления микрочипов в организм человека вызвал неоднозначную реакцию в обществе, особенно в среде правозащитников. Поэтому делать это надо корректно, не нарушая прав человека, а также формировать соответствующую правовую основу для таких действий.

В перспективе возможно применение микрочипов, вживляемых в организм человека для мониторинга общего физического состояния человека, работы отдельных органов и систем живых организмов. Предполагается их применение на людях, больных хроническими заболеваниями, требующих постоянного мониторинга состояния здоровья или отдельных органов. В случае критической ситуации сигналы тревоги, полученные следящей системой, вживленной в организм человека, мгновенно будут доведены до больного, в виде подсказки человеку о необходимости приема соответствующих лекарственных средств, лечащего врача, для принятия соответствующих профилактических или лечебных действий, а при необходимости – и до служб экстренной медицинской помощи и эвакуации.

В заключение, мы еще раз утверждаем, что необходимо создание условий для гармоничного и безопасного развития мировой информационной инфраструктуры, для реализации общечеловеческих прав и свобод, политической, экономической и социальной стабильности в мире, обеспечения безопасности и здоровья людей и общества в целом. Это может стать возможным только при условии формирования и функционирования под контролем ООН единого информационного поля в масштабах всего земного сообщества.

ИССЛЕДОВАНИЯ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНО-ПАССИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ МЕТОДАМИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Седышев Ю.Н., Седышев П.Ю., Тютюнник В. А., Шевченко А. Ф.

Харьковский университет Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба

ул. Сумская 77/79, 61023, Харьков, Украина, кафедра радиотехнических систем

Тел. (057) 341-22-71, e-mail poulsed@yandex.ru.

The comprehensive simulation model of 3D multiposition active-passive radars (MP APRs) with spatial coherence is considered and results of statistical experiments are represented. It is shown, that at coincidence of measuring baselines and uses of principle of information complementarity for modes of MP APRs, it appears possible to solve a problem of the unified hardware-software means on modern analogue and digital element base. Also the considerable the economic expenditures connected to full-scale tests decrease as with the help to gauging of model blocks by restricted experiment data it is possible to embrace assemblage of alternatives scenarios and diversity of build-up structures of MP APRs with adapting to exterior circumstances and interaction with dynamic environment.

Введение. Для решения основных проблем построения многопозиционных мало-базовых систем активно-пассивной радиолокации (МП АП РЛС) с когерентной пространственно-временной обработкой сигналов известной и неизвестной структуры необходима разработка комплекса аппаратно-программных средств, обеспечивающих техническое воплощение таких систем на современной аналоговой и цифровой элементной базе. Это относится как аппаратно-программной реализации систем обнаружения и оценки параметров пространственно-временных сигналов в активных и пассивных каналах РЛС, так и к каналам и алгоритмам межпозиционной обработки сигналов и данных, в которых необходимо учитывать наличие средств информационного обмена.

Натурные испытания подобных систем по известному опыту их проведения требуют больших экономических затрат и не могут охватить всех вариантов сценариев внешней обстановки и многообразия методов и структур построения МП АП РЛС, что при практически неограниченных количествах комбинаций их взаимодействия предполагает необходимость адаптации к внешней обстановке [1, 2, 3]. Решить подобную совокупность задач невозможно без всеобъемлющего имитационного математического моделирования (ИММ) с использованием базы знаний в предметной области [1, 4, 5, 6]. Это позволяет кроме решения общесистемных вопросов разработки и применения МП АП РЛС по предназначению учесть опыт и данные частных результатов натурных испытаний при калибровке имитационных моделей по видам и параметрам радиолокационных сигналов МП АП РЛС, методами пространственно-временной обработки и алгоритмам оценки координат. Кроме того, при моделировании процессов обработки сигналов и информации должен быть учтен технологические и физические ограничения, связанные с реализуемостью разработанных методов многопозиционной радиолокации и требованиями пространственной когерентности отраженных сигналов и сигналов излучателей для заданной номенклатуры целей. В течение последних десятилетий опубликовано масса результатов, относящихся к потенциальным оценкам характеристик таких систем. Поэтому моделирование должно обеспечивать оценку степени приближенным полученных характеристик к потенциально возможным при случайном потоке измерений при адаптивном измерении структур и методов оценок параметров сигналов и координат целей в трехмерном пространстве.

Таким образом, назначение Имитационной Математической Модели (ИММ) определяется следующими задачами построения многопозиционных систем активно - пассивной радиолокации:

- Разработка адаптивных методов и алгоритмов решения функциональных задач, специального программного обеспечения для перспективных угломерно-дальномерных, угломерно-суммарно-дальномерных, угломерно-разностно-дальномерных комплексов.

- Обоснование выбора рациональных вариантов построения МП АП РЛС и принципов аппаратно- программной реализации процессоров обработки сигналов известной и неизвестной структуры, а также других компонентов в каналах РЛС с использованием новых информационных технологий.

- Автоматизированная поддержка проведения системных оценок тактико-технических характеристик и технико-экономических показателей существующих и перспективных вариантов построения МП АП РЛС и составляющих их систем;

- Имитация условий применения МП АП РЛС, взаимодействия с внешними потребителями информации и статистическая оценка показателей качества по установленным критериям и требованиям интегрированной информационной сети;

- Оценка эффективности выполнения целевых задач, режимов функционирования и целесообразности использования МП АП РЛС, как в конкретных ситуациях, так и на всех этапах жизненного цикла без использования масштабных натурных испытаний.

Важнейшей задачей использования комплексной ИММ является отработка методов информационного взаимодействия при интегрировании разнородных источников информации и поиск рациональных путей унификации и модульности систем обработки сигналов и данных

Структура комплексной ИММ МП АП РЛС. При создании **комплексной ИММ МП АП РЛС, представленной на рис. 1**, были учтены пять основных принципов теории моделирования:

- *информационная достаточность* - обеспечивается базой знаний в предметной области целевого назначения МП АП РЛС, которое связано с использованием свойств электромагнитного поля и поэтому необходимо учитывать свойства среды распространения, характеристик вторичного излучения целей и методов формирования и обработки пространственно-временных сигналов во всем диапазоне частот интегрируемых активных и пассивных каналов. Это гарантирует уровень априорных данных, обеспечивающий построение адекватной модели.

- *осуществимость* – связана с наличием доступных информационных технологий, возможностью программирования на языках высокого уровня в комбинированных вычислительных средах при больших объемах памяти и скорости вычислений в локальных компьютерных сетях.

- *множественность* – в представленной модели, имитирующей систему МП АП РЛС, размещенную на четырех позициях, обеспечивается моделирование неограниченного количества ситуаций. Это достигается благодаря сценариям, в соответствии с которыми управляется имитатор (конструктор) ансамблей (счетного множества) пространственно-временных сигналов, а также геометрические конфигурации системы, количество и типы измерителей в пунктах излучения и приема сигналов.

- *агрегатирование* – Возможность быстрой и гибкой перестройки модели при изменении задач исследования. МП РЛС и МП КПЛ представляют собой иерархическую ветвящуюся структуру, основанную на выделении уровней и ветвей в организации логических и вычислительных процедур, имеющих четко выраженные семейства управляющих и подчинённых элементов.

Иерархическая структура предполагает необходимость использования при исследовании каналов МП АП РЛС их комплексной модели с оценкой эффективности функционирования по интегральному показателю, а также обеспечивает декомпозицию на блоки частных функциональных моделей с оценкой эффективности по заданным показателям.

- *Параметризация* – блоки системы в модели выполнены по функционально-модульному принципу и для ускорения процесса всеобъемлющего моделирования их характеристики можно задавать в виде таблиц или стандартных процедур с обоснованием и контролем адекватности по данным частного имитационного моделирования или калибровки данными натурных экспериментов.

Одним из фундаментальных принципов построения ИММ является наличие в ней общего имитатора воздушной, наземной и морской электромагнитной обстановки и соответствующей базы данных, обеспечивающих формирование имитирующих воздействий, адекватно преобразованных предыдущими блоками ИММ, к входам каждого блока информационного конвейера.

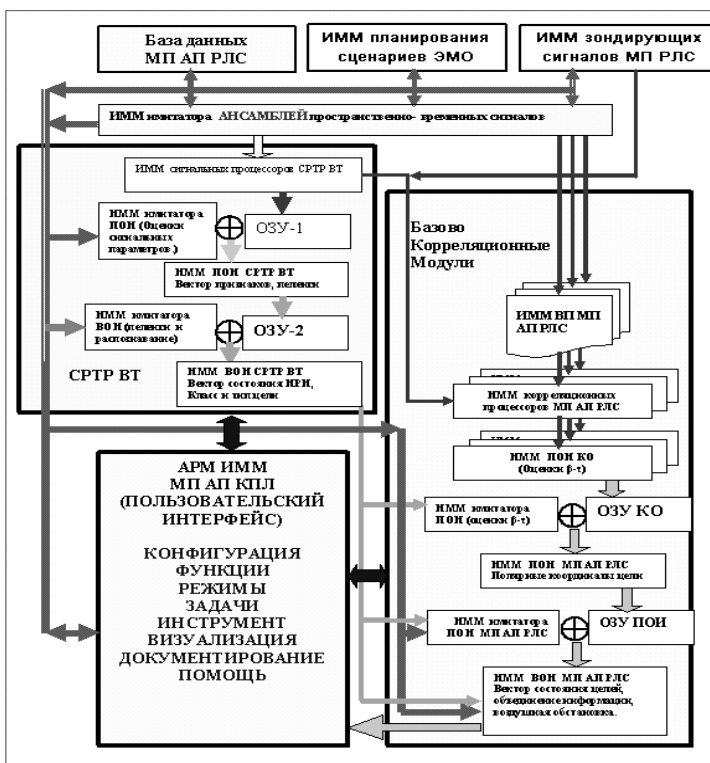


Рис. 1. Структура комплексной ИММ МП АП РЛС

обеспечения формирования расширенного вектора состояния каждой цели применяются алгоритмы устранения ложных пеленгов и корреляционное отождествление. Совокупность выходной информации объединяется в системе ВОИ МП АП РЛС, отождествляется и преобразуется к виду, удобному для потребителя (пользователя).

Возможность взаимодействия функциональных блоков системы определяется программно-алгоритмическим комплексом пользовательского интерфейса, обеспечивающего планирование экспериментов, в виде статических и динамических сценариев целевой и электромагнитной обстановки в зоне действия МП АП РЛС (КПЛ), отражающие их свойства в условиях информационного взаимодействия с потоками отраженных сигналов и сигналов БРЭС воздушных объектов. Автоматизированное рабочее место оператора ИММ предназначено для визуализации и документирования результатов моделирования, а также имеет встроенные программы его интеллектуальной поддержки.

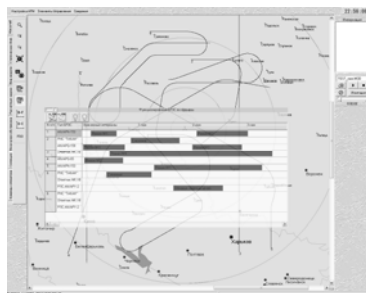


Рис. 2

Примеры моделирования свойств МП АП РЛС с использованием комплексной ИММ.

1. Формирование модели сценария и ансамбля пространственно-временных сигналов активных и пассивных каналов МП АП РЛС (рис. 2).

Сценарий определяет конфигурацию и место дислокации приемных и передающих позиций МП АП РЛС, а также пространственное положение объектов радиолокационного наблюдения относительно РЛС, их характеристики, существенные для активных и пассивных каналов.

Это определяет исходные данные для формирования в ИММ конструктора сигналов и пространственных модуляторов ансамбля пространственно-временных сигналов в диапазонах частот активных РЛС и станции радиотехнической разведки высокой точности в соответствии с характеристиками бортовых средств излучения. Для подвижных объектов формируются циклограммы данных (массивы) с привязкой к единому времени.

2. Исследование статистических характеристик процессоров обработки пространственно-временных сигналов и данных для получения координатной информации в каналах МП АП РЛК (рис. 3).

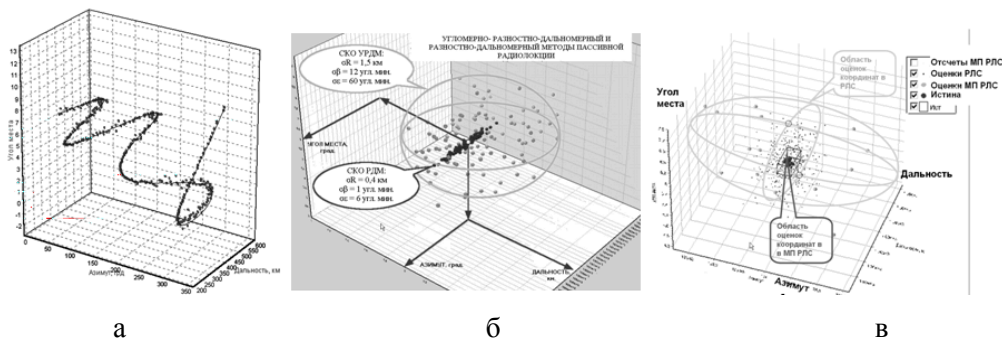


Рис. 3. а – Отклонение математического ожидания оценок координат от траектории движения цели в трехмерном пространстве; б – Статистические эксперименты по определению области пространственной неопределенности источника радиоизлучения в трехбазовом комплексе пассивной радиолокации; в – Статистические эксперименты по определению области пространственной неопределенности цели в трехбазовом комплексе активной радиолокации

Заключение. Представленные имитационные модели систем обработки сигналов и оценки координат в многопозиционных системах активно-пассивной радиолокации на основе перспективных СРТР высокой точности и МП РЛС с высокой степенью пространственной когерентности эхо-сигналов могут служить инструментом для отработки принципов построения информационно-разведывательных сетей, их унифицированных компонентов и модулей на основе освоенных технологий, а также средств РЭБ для подавления таких систем.

Литература

1. В.С. Черняк. Многопозиционная радиолокация. «Радио и связь», М.1993. (W.S. Chernyak, Fundamentals of Multisite Radar Systems. Gordon and Breach Science Publishers. 1998).
2. Yu.N.Sedyshev, V.N. Gordienko. "The Coherent Bistatic Radar With Multi - Stage Space -Time Adaptive Processing of Signals and Jamming". IEEE RADAR2000, 8-12, May, 2000, Alexandria, VA, USA, pp. 329-334.
3. Ю. Н. Седышев, П.Ю. Седышев, В.А. Тютюнник. Принципы адаптации в многопозиционных системах активно-пассивной радиолокации, Сборник научных трудов Международного радиоэлектронного форума МРФ2005. Международная конференция «Системы локации и радионавигации». ХГТУРЭ.- 2005.- Том 2. - С.34-43. Харьков.
4. Michael C. Wicks. „ Radar the Next Generation - Sensors as Robots”, IEEE Int. RADAR2003. paper Ra031002.pdf, Adelaide, Australia, 3–5 September, 2003.
5. Richard Norland . Digital Signal Processing in Binary Phase. Coded CW Multistatic Radar, IEEE Int. RADAR2003. Paper Ra030004.pdf, Adelaide, Australia, 3–5 September, 2003.
6. B. Mojarrabi, J. Homer, K. Kubik, Analytical Solution for target location using Bistatic Multi-transmitter and Multi-receiver techniques. IEEE Int. RADAR2003. Paper Ra030059 .pdf, Adelaide, Australia, 3–5 September, 2003.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ, ОПТИМАЛЬНОГО ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА СРЕДНЕГО РИСКА, ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ СИГНАЛА

Седышев С.Ю., Гуцев Р.А., Калютчик В.С.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»

Республика Беларусь, 220057, Минск-57, кафедра радиолокации
и приемо-передающих устройств. Тел.+375172874379,

E-mail: sedgor@yandex.ru

The report examined the formation of an optimal synthesis algorithm detection threshold for arbitrary correlation signal and sufficient statistics at the entrance to a chi-square distribution with $2n$ degrees of freedom. For solutions transcendent equation in the form of analytic approximation used W -Lambert functions for positive x . A comparison of analytical solutions with the results of numerical simulation.

В работах [4–6] показано, что оптимальный по критерию минимума среднего риска (КМСП) порог обнаружения определяется из уравнения

$$l_0 \cdot p_0(Z_*) = p_1(Z_*), \quad (1)$$

где $p_0(Z)$, $p_1(Z)$ – плотности распределения вероятностей на входе устройства принятия решений (УПР) в отсутствие и при наличии полезного сигнала.

Для неадаптивной междупериодной обработки (МПО) и нормального распределения отсчетов комплексной огибающей принятого сигнала предпороговая статистика на входе УПР может быть представлена χ^2 -распределением с $2n$ числом степеней свободы [2, 3]

$$p_0(Z) = \left(\frac{n_0}{\bar{Z}_0}\right)^{n_0} \cdot \frac{Z^{n_0-1}}{\Gamma(n_0)} \cdot e^{-\frac{Z}{\bar{Z}_0}}, \quad p_1(Z) = \left(\frac{n_1}{\bar{Z}_1}\right)^{n_1} \cdot \frac{Z^{n_1-1}}{\Gamma(n_1)} \cdot e^{-\frac{Z}{\bar{Z}_1}}, \quad Z \geq 0, \quad (2)$$

где $\Gamma(n) = (n-1)!$ – гамма-функция, n_0 и n_1 половина числа степеней свободы χ^2 -распределения при отсутствии и наличии сигнала, \bar{Z}_0 и \bar{Z}_1 – математическое ожидание случайной величины Z на входе УПР при отсутствии и наличии сигнала.

Для случая равенства параметров n_0 и n_1 уравнение (1) решается аналитически [4–6].

Цель доклада – показать возможность применения W -функции Ламберта [1] для нахождения аналитического решения уравнения (1) в случае, когда n_0 и n_1 различны.

Половина числа степеней свободы χ^2 -распределения при отсутствии (n_0) и наличии сигнала (n_1) не равны в случае произвольной корреляции сигнала и сочетания его междупериодного когерентного и некогерентного накопления. После подстановки (2) в (1) это приводит к уравнению

$$Z_*^{n_0-n_1} \cdot l_0 \cdot \frac{\Gamma(n_1)}{\Gamma(n_0)} \cdot \frac{\bar{Z}_1^{n_1}}{\bar{Z}_0^{n_0}} = \exp\left(Z_* \cdot \frac{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1}\right), \quad (3)$$

где для удобства преобразований временно обозначим $\bar{Z}_0 = \bar{Z}_0 \cdot n_0$ и $\bar{Z}_1 = \bar{Z}_1 \cdot n_1$.

Уравнение типа (3) является трансцендентным относительно Z_* и может быть решено аналитически с использованием так называемой функции Ламберта [1]. Функция Ламберта (W -функция) определяется как обратная функция

$$W(x) = \varphi^{-1}[x \cdot e^x], \quad \text{то есть} \quad x \cdot e^x = z \Leftrightarrow x = W(z), \quad (4)$$

где x – в общем случае комплексное число.

W -функция изучалась ещё в работах Эйлера в 1779, но не имела самостоятельного значения и названия вплоть до 1980 года. Как самостоятельная функция была впервые введена в системе компьютерной алгебры *Maple*, где для неё использовалось имя *LambertW*.

Уравнение (4) всегда имеет бесконечное число решений, большинство из которых комплексные [1], т.е. $W(x)$ – многозначная функция. Разные возможные решения обозначаются

целым числом, называемым ветвью и записывают как $W_k(x)$, где $k = \pm 0, \pm 1, \dots$. Когда x – действительное число, уравнение (4) может иметь два действительных решения $W_0(x)$ и $W_{-1}(x)$. Для приближённого вычисления W -функции можно использовать ее аппроксимации вида [1]:

$$W_0(x) \approx \begin{cases} 0.665 \cdot [1 + 0.0195 \cdot \ln(x+1)] \cdot \ln(x+1), & 0 \leq x \leq 1000 \\ \ln(x-4) - [1 - 1/\ln(x)] \cdot \ln[\ln(x)], & x > 1000 \end{cases} \quad (5)$$

$$x \cdot x^2 + \frac{3}{2}x^3 - \frac{8}{3}x^4 + \frac{125}{24}x^5 - \frac{54}{5}x^6 + \frac{16807}{720}x^7, \quad x < 0; \quad (6)$$

$$W(x) \approx k \cdot \ln(x+1), \quad x \geq 0; \quad k = 0.75 \quad (6)$$

На рис. 1 показана зависимость $W(x)$ и ее аппроксимации (5) и (6) для действительных $x \geq 0$.

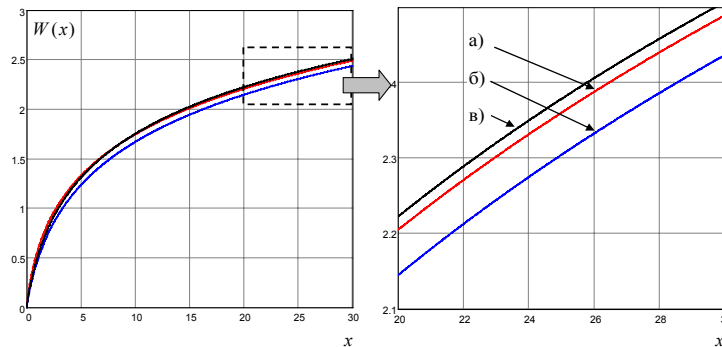


Рис. 1 – Аппроксимации функции Ламберта:
а – W -функция Ламберта; б – аппроксимация (5);
в – аппроксимация (6) при $k=0.75$

Для получения решения (3) в аналитическом виде воспользуемся аппроксимацией функции Ламберта вида (6), так как оптимальный порог Z_* принимает только действительные положительные значения. В выражении (3) введем следующие обозначения:

$$x = \frac{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0}, \quad \Delta n = n_0 - n_1, \quad a = l_0 \frac{\Gamma(n_1) \bar{Z}_1^{n_1}}{\Gamma(n_0) \bar{Z}_0^{n_0}}. \quad (7)$$

Тогда (3) с учетом (7) можно представить в следующем виде:

$$Z_* = \frac{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1 (n_0 - n_1)}{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0} \cdot W_0 \left\{ \frac{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1 (n_0 - n_1)} \cdot \left[l_0 \frac{\Gamma(n_1) \bar{Z}_1^{n_1}}{\Gamma(n_0) \bar{Z}_0^{n_0}} \right]^{1/(n_0 - n_1)} \right\} = \quad (8)$$

$$= x \cdot \Delta n \cdot W_0 \left[\frac{a^{1/\Delta n}}{x \cdot \Delta n} \right] \approx kx \cdot \Delta n \cdot \ln \left[\frac{a^{1/\Delta n}}{x \cdot \Delta n} + 1 \right] \quad (9)$$

Приведем функцию логарифма в (9) к виду

$$\ln \left[\frac{a^{1/\Delta n}}{x \cdot \Delta n} + 1 \right] = \ln \left[\frac{a^{1/\Delta n}}{x \cdot \Delta n} (1 + x \cdot \Delta n \cdot a^{-1/\Delta n}) \right] = \ln \left[\frac{a^{1/\Delta n}}{x \cdot \Delta n} \right] + \ln [1 + x \cdot \Delta n \cdot a^{-1/\Delta n}]. \quad (10)$$

Преобразования в выражении (10) позволяют получить решение

$$Z_* = Z_{*opt}(\bar{Z}_0, \bar{Z}_1) + \Delta Z_{*opt}(\bar{Z}_0, \bar{Z}_1),$$

где $Z_{*opt}(\bar{Z}_0, \bar{Z}_1) = k \frac{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0} \ln \left(l_0 \frac{\Gamma(n_1) \bar{Z}_1^{n_1}}{\Gamma(n_0) \bar{Z}_0^{n_0}} \right), \quad (11)$

$$\Delta Z_{*opt}(\bar{Z}_0, \bar{Z}_1) = k \frac{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0} (n_0 - n_1) \ln \left[\frac{\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1 (n_0 - n_1)} + \left(l_0 \frac{\Gamma(n_1) \bar{Z}_1^{n_1}}{\Gamma(n_0) \bar{Z}_0^{n_0}} \right)^{\frac{-1}{n_0 - n_1}} \right]. \quad (12)$$

Поведение функции (12) при числе импульсов пачки отраженного сигнала $L = 12$, весовом множителе $l_0 = 500$, и различных коэффициентах корреляции сигнала r_{sc} показано на рис. 2.

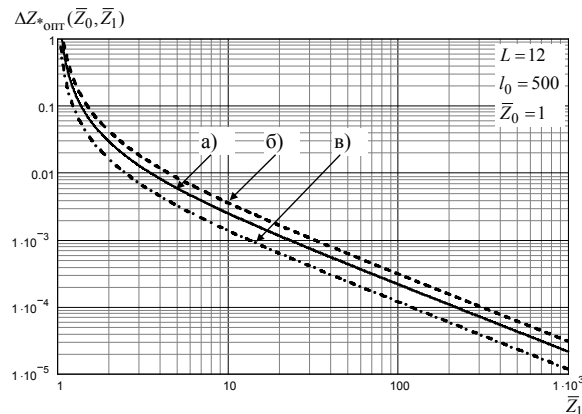


Рис. 2. График функции (12) при различных коэффициентах корреляции сигнала: а $-r_{sc} = 0.9$; б $-r_{sc} = 0.5$; в $-r_{sc} = 0.1$

Из рисунка видно, что влиянием слагаемого (12) во всем диапазоне значений $\bar{Z}_1 > \bar{Z}_0$ можно пренебречь, так как $\Delta Z(\bar{Z}_0, \bar{Z}_1) \ll 1$, и при расчете порога обнаружения использовать только выражение (11). Для получения окончательного выражения в (11) перейдем от ненормированных \bar{Z}_0 и \bar{Z}_1 к нормированным $\bar{Z}_0 \rightarrow \bar{Z}_0 / n_0$ и $\bar{Z}_1 \rightarrow \bar{Z}_1 / n_1$. После элементарных преобразований получим

$$Z_{*опт}(\bar{Z}_0, \bar{Z}_1) = k \frac{\bar{Z}_0 \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 n_0 - \bar{Z}_0 n_1} \ln \left(l_0 \frac{\Gamma(n_1) \bar{Z}_1^{n_1} n_0^{n_0}}{\Gamma(n_0) \bar{Z}_0^{n_0} n_1^{n_1}} \right). \quad (13)$$

На рис. 3 показаны зависимости порогов обнаружения при $L = 12$, $l_0 = 500$ и различных коэффициентах корреляции сигнала, рассчитанные в соответствии с выражениями (8) и (13). Из рисунка следует, что выражение (13) является хорошей аппроксимацией точного решения (8). Заметим, что для случая $n_0 = n_1$ выражение (13) с точностью до постоянного множителя k совпадает с результатами [4–6].

На рис. 4 показаны зависимости порогов обнаружения при условиях рис. 3, рассчитанные в соответствии с выражениями (8) и (13) при $k=1$. Из рис. 4 следует, что приближение (13) и отказ от учета (12) позволяет считать $k=1$ в аппроксимации (6).

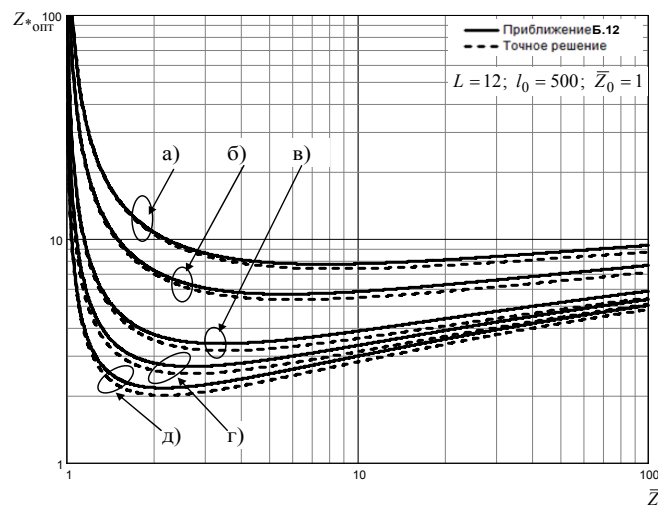


Рис. 3. Пороги обнаружения при точном решении (8) и приближении (13) при $k=0.75$: а $-r_{sc} = 1$; б $-r_{sc} = 0.9$; в $-r_{sc} = 0.7$; г $-r_{sc} = 0.5$; д $-r_{sc} = 0.0$

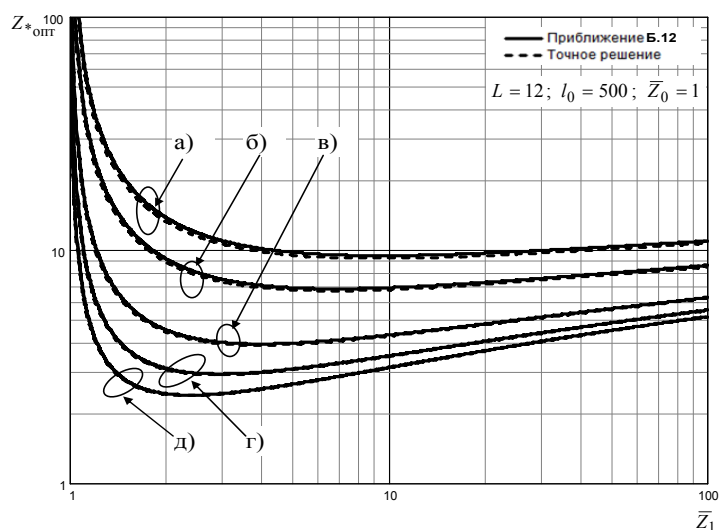


Рис. 4. Пороги обнаружения при точном решении (8) и приближении (13) при $k=1$: а $-r_{sc} = 1$; б $-r_{sc} = 0.9$; в $-r_{sc} = 0.7$; г $-r_{sc} = 0.5$; д $-r_{sc} = 0.0$

Литература

1. Corless, R. M.; Gonnet, G. H.; Hare, D. E. G.; Jeffrey, D. J.; and Knuth, D. E. On the Lambert W Function. *Adv. Comput. Math.* 5, 329-359, 1996.
2. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации – М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
3. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. / Ширман Я.Д., Леховицкий Д.И., Лещенко С.П., Москвитин С.В. и др. Изд. 2-е, перераб. и доп. Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. – 512с.
4. Седышев С.Ю. Оптимизация принятия решения по критерию минимума среднего риска. *Прикладная радиоэлектроника*. №4, том 4, 2005 г. Харьков, с. 394-400.
5. Седышев С.Ю., Дечко А.А. Оптимизация обработки сигнала по критерию минимума среднего риска. – *Информационно-измерительные и управляющие системы* № 4, Изд. «Радиотехника», 2006 г.
6. Седышев С.Ю., Дечко А.А. Потенциальные характеристики обнаружителя, оптимального по критерию минимума среднего риска // *Прикладная радиоэлектроника*. Специальный выпуск №3. – Харьков, 2006 г.

СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО УСТРОЙСТВА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА СРЕДНЕГО РИСКА ПРИ КОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА

Калютчик В.С., Седышев С.Ю.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»

220057, Республика Беларусь, г. Минск-57

каф. Радиолокации и приемопередающих устройств, тел.+375-29-750-12-13,

E-mail: sedgor@yandex.ru, vetspace@tut.by.

Structures and algorithms of adaptive detection that use Neyman-Pearson criteria for the coherent pulse sequences are widely known. The main attention in this report is focused to the problem on statistic synthesis of adaptive detection algorithm for the minimum average risk criteria for the same sequences. Using minimum average risk criteria in adaptive detection mode provides minimum losses on adaptation relatively algorithm optimal by Neyman-Pearson criteria.

Современные адаптивные устройства принятия решения (УПР) об обнаружении цели стабилизируют только условную вероятность ложных тревог (критерий Неймана-Пирсона, КНП), и обладают потерями на адаптацию 1.5÷5 децибел [1]. Учет интенсивности не только локационного фона, но и сигнала позволяет оптимизировать порог обнаружения таким образом, что происходит стабилизация не вероятности ложных тревог, а среднего риска принятия ошибочных решений [2,3]. Проблемы связанные с потерями на адаптацию к локационному фону, которые в свою очередь связаны с конечностью выборки для его оценки, обуславливают актуальность решения задачи синтеза и анализа адаптивных УПР оптимальных по критерию минимума среднего риска (КМСР).

Основная цель доклада – показать методику синтеза адаптивных УПР, оптимальных по КМСР, для случая когерентной обработки сигнала на всем интервале наблюдения.

В работах [2,3] было показано, что в этом случае для неадаптивной междупериодной обработки (МПО) нормированный к среднему уровню фона \bar{Z}_ϕ порог обнаружения определяется как

$$\lambda_{*opt}(\rho) = (1+1/\rho) \ln[l_0(1+\rho)], \quad (14)$$

где ρ – отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе УПР, l_0 – некоторый весовой коэффициент [2,3], влияющий на чувствительность алгоритма (14).

Априорно неизвестным параметром, входящим в выражение (14) является отношение сигнал/шум ρ на входе УПР, которое необходимо оценивать ($\hat{\rho}$), и согласно адаптивному байесовскому подходу, использовать эту оценку при вычислении порога обнаружения (14).

В результате решения задачи нахождения максимально правдоподобной оценки отношения сигнал/фон, алгоритм получения данной оценки сводится к виду:

$$\hat{\rho} = \frac{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K Z_i}{\frac{1}{N-K} \sum_{i=1}^{N-K} Z_i} - 1. \quad (15)$$

Сумма в числителе характеризует среднюю мощность сигнала и фона в тестируемой ячейке, в знаменателе – среднюю мощность фона для этой же ячейки.

Для заданной структуры адаптивного УПР в виде «скользящего» по элементам решения РЛС «окна» [1], алгоритм (15) принимает следующий вид:

$$\hat{\rho} = \frac{Z_{N/2}}{\frac{1}{N-K} \sum_{i=1}^{N-K} Z_i} - 1, \quad (16)$$

где $Z_{N/2}$ – значение сигнала в центральной ячейке скользящего окна, для которой проводится проверка гипотезы на наличие цели. Знаменатель в (16) характеризует оценку мощ-

ности фона, при этом априорно известно, что выборка для оценки мощности фона содержит только помеховую составляющую.

На рис. 1 показана структурная схема адаптивного УПР, оптимального по КМСП, для случая когерентной обработки сигнала на всем интервале наблюдения.

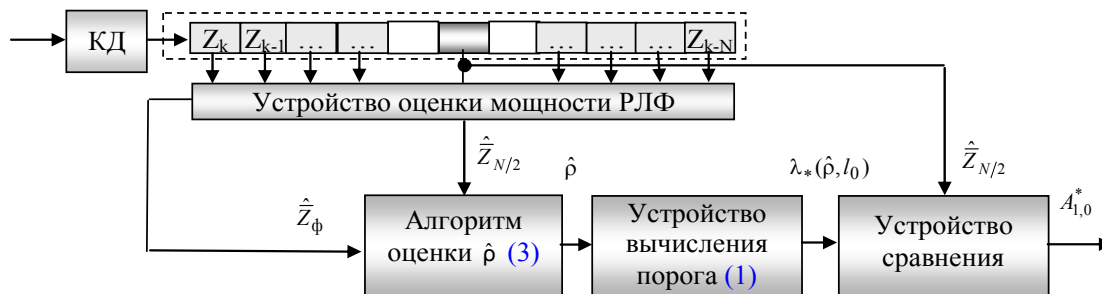


Рис. 1. Структурная схема адаптивного УПР по КМСП

Таким образом, адаптивное УПР, оптимальное по КМСП, представляет собой «скользящее окно» по элементам разрешения РЛС, в котором центральная ячейка используется для оценки мощности суммарной составляющей сигнала и фона. Ячейки «скользящего окна» находящиеся слева и справа от центральной используются для оценки мощности помехового фона.

Алгоритм работы устройства следующий: промежуточные оценки $\hat{Z}_{N/2}$ и \hat{Z}_ϕ , полученные для i -го положения «скользящего окна», поступают на устройство получения разовой оценки $\hat{\rho}$. В свою очередь, разовая оценка $\hat{\rho}$ поступает на устройство вычисления адаптивного порога обнаружения, согласно выражению (14). Заключительный этап работы устройства – принятие решения о наличии либо отсутствии цели в центральной ячейке на основе сравнения порога принятия решения и интенсивности сигнала в центральной ячейке.

Предварительный анализ характеристик обнаружения (рисунок 2), полученных имитационным моделированием, позволяет говорить о выигрыше в характеристиках обнаружения адаптивных УПР, оптимальных по КМСП, относительно соответствующих характеристик для КНП на 2÷4 дБ.

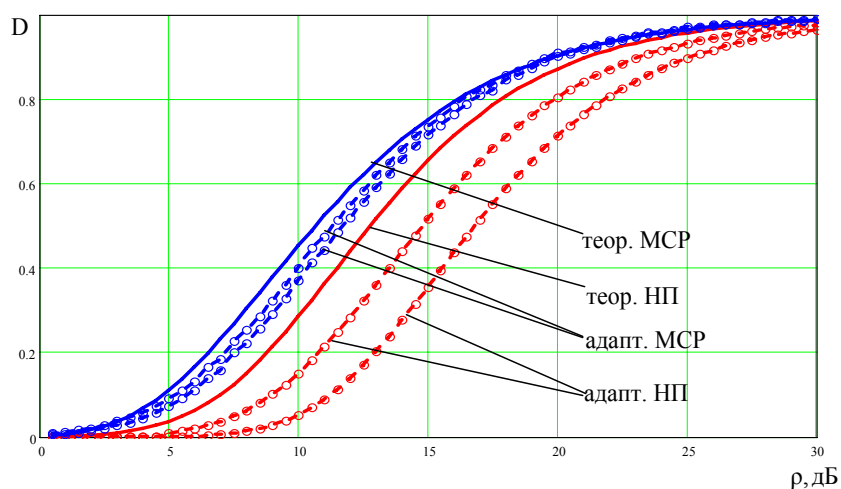


Рис. 2. Характеристики обнаружения УПР, оптимальных по КМСП критерию Неймана-Пирсона

Таким образом, использование дополнительной информации об относительной интенсивности сигнала ($\hat{Z}_{N/2}$) позволяет минимизировать потери на адаптацию, тем самым приблизить характеристики обнаружения адаптивных УПР по КМСП к потенциально достижимым.

Литература

1. Шахтарин Б.И. Обнаружение сигналов: Учеб. пособие. – М.: Гелиос АРВ, 2006. – 488 с.
2. Седышев С.Ю. Оптимизация принятия решения по критерию минимума среднего риска. Прикладная радиоэлектроника. №4, том 4, 2005 г. Харьков, с. 394-400.
3. Седышев С.Ю., Дечко А.А. Оптимизация обработки сигнала по критерию минимума среднего риска. – Информационно-измерительные и управляющие системы № 4, Изд. «Радиотехника», 2006 г.
4. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1. Основы радиолокации: Учеб. для высших училищ ПВО. – М.: Воен. издат., 1983. – 456с.
5. Седышев С.Ю., Дечко А.А. Потенциальные характеристики обнаружителя, оптимального по критерию минимума среднего риска // Прикладная радиоэлектроника. Специальный выпуск №3. – Харьков, 2006 г.

**ПЛОТНОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕДПОРОГОВОЙ СТАТИСТИКИ
АДАПТИВНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ГАУССОВСКИХ
БЫСТРОФЛУКТУИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ
ИНТЕНСИВНОСТИ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ НЕКОРРЕЛИРОВАННОЙ
ПОМЕХИ**

Горшков С.А., Крикливый М.В.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
Республика Беларусь, 220057, Минск-57, кафедра радиолокации и приема-передающих устройств. Тел.+375172874379,

E-mail: sedgor@yandex.ru, mikvk@yandex.ru

Of adaptive multi-channel detector - measuring device features are considerate in this paper. Assume a prior uncertainty relatively width of radar target image.

Задача обнаружения быстрофлуктуирующих гауссовских сигналов рассмотрена достаточно широко [1, 2]. Близкие решения получаются и при наблюдении целей в РЛС со сверхразрешением по дальности при гауссовой аппроксимации флуктуаций квадратурных составляющих радиолокационного портрета (РЛП) цели и слабой межэлементной корреляции. При условии дискретизации обрабатываемых сигналов по частоте (времени) и прямоугольной аппроксимации огибающей РЛП, логарифм отношения правдоподобия для k -го канала обработки (рассчитанного на РЛП, протяженностью k элементов разрешения по частоте или дальности) можно привести к виду:

$$\ln \Lambda_{k0} = \frac{1}{2\sigma_0^2} \cdot \frac{\rho}{1+\rho} \sum_{n=1}^k |\xi_n|^2 - k \ln(1+\rho), \quad (1)$$

где $\rho = \overline{q^2}/2$ – усредненное по элементам РЛП отношение сигнал-шум на выходе когерентной части устройства обработки;

$|\xi_n|^2$ – квадрат модуля выходного сигнала на выходе когерентной части устройства обработки;

σ_0^2 – мощность шума на выходе когерентной части устройства обработки, которая полагается одинаковой для всех обрабатываемых элементов.

При неизвестной заранее протяженности отраженного сигнала (ОС) устройство обработки оказывается многоканальным по числу элементов разрешения, которые занимает цель. Кроме того, априорная неопределенность относительно дальности до цели приводит к необходимости обзора по параметру (частоте Доплера или радиальной дальности), а неопределенность относительно параметра ρ – необходимости его оценки.

В докладе рассмотрены особенности варианта адаптивной реализации многоканального обнаружителя цели неизвестной протяженности.

Прежде всего получим алгоритм обработки, не зависящий от параметра ρ , для чего его максимально правдоподобную оценку подставим в (1). Логарифм отношения правдоподобия сведется тогда к виду:

$$\ln \Lambda = z = s - k \left(1 + \ln \left(\frac{s}{k} \right) \right), \quad (2)$$

где $s = \frac{\sum_{n=1}^k |\xi_n|^2}{\sigma_0^2}$ – нормированный к мощности шума результат некогерентного накопления в прямоугольном окне, длиной k элементов.

Структура одного (k -го) обработки для l -го элемента наблюдаемого окна частоты (дальности), соответствующая соотношению (2) показана на рис. 1.

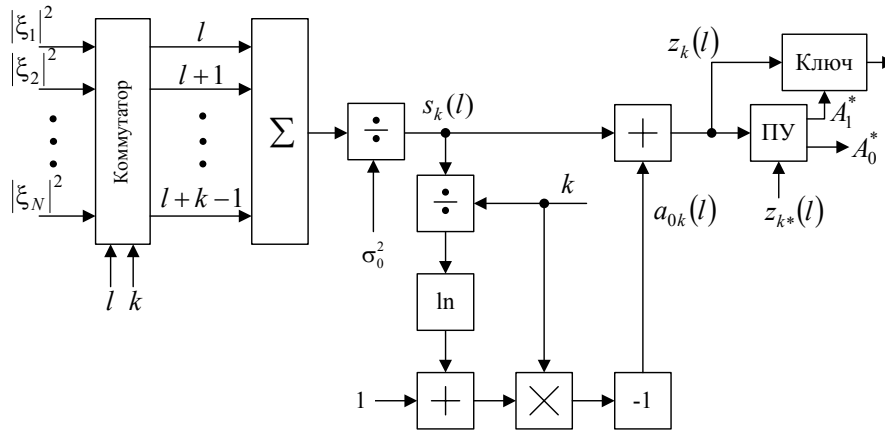


Рис. 1. Структурная схема k -го канала блока формирования решающей статистики (БФРС) с пороговым устройством

Параллельное соединение K_{\max} блоков обработки приводит к схеме с комбинированным обзором – последовательным по частоте (радиальной дальности) и одновременным по ширине РЛП (рис. 2). В данной схеме на каждый k -й БФРС подается свое значение ширины Δ_k «скользящего» окна.

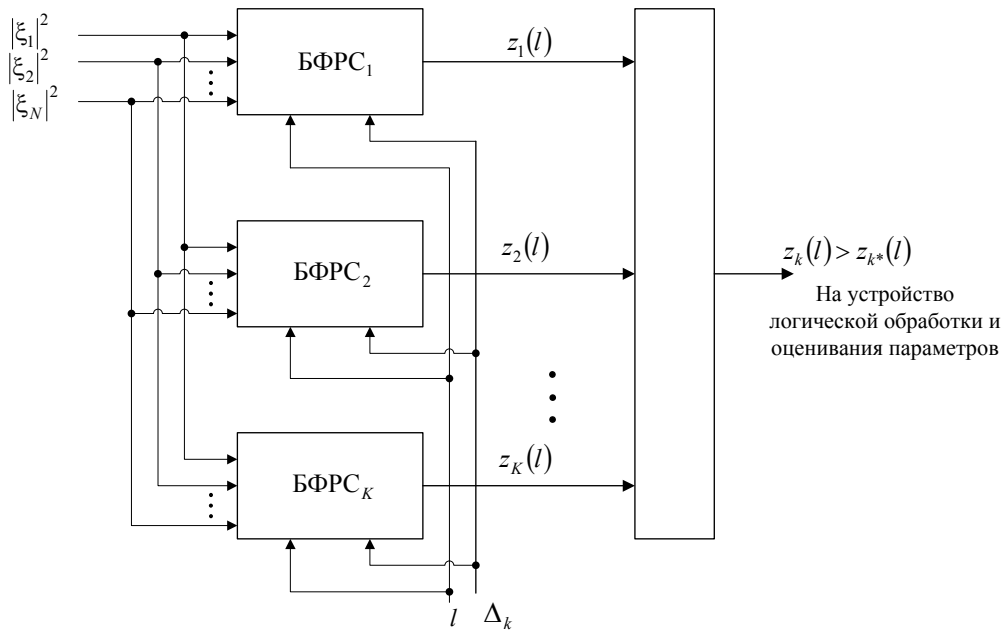


Рис. 2. Структурная схема устройства многоканальной обработки

Одним из важных вопросов является выбор порога обнаружения в каждом из каналов обработки. Если рассматривать критерий Неймана-Пирсона, то для формирования порога при заданной условной вероятности ложной тревоги F получить выражение предпороговой статистики z при наличии в обрабатываемой выборке только шума. Можно показать, что для рассматриваемых условий такая плотность вероятности описывается следующим соотношением:

$$p_0(z) = p_0(h_1(z)) \cdot \left| \frac{\partial h_1(z)}{\partial z} \right| + p_0(h_2(z)) \cdot \left| \frac{\partial h_2(z)}{\partial z} \right|, \quad (3)$$

где

$$h_{1,2}(z) = z + k + k \ln \left(-W \left(-\exp \left(-\frac{(z+k)}{k} \right) \right) \right), \text{ при } z \geq k \text{ или } z < k - \text{ функция,} \quad (6)$$

обратная выражению (2);

$W(x)$ – функция Ламберта [3], являющаяся решением нелинейного уравнения $y = x \cdot e^{-x}$;

$$\frac{\partial h(z)}{\partial z} = \frac{W \left(-\exp \left(-\frac{z+k}{k} \right) \right)}{1 + W \left(-\exp \left(-\frac{z+k}{k} \right) \right)} - \text{ производная обратной функции, также выражаемая}$$

через функцию Ламберта.

На рис. 3, а показаны графики плотности вероятности (3), построенные для двух значений k . Из рисунка видно, что вид плотности вероятности $p_0(z)$ слабо зависит от k . Эта зависимость выражается в «укорочении хвоста» распределения, что, прежде всего, оказывает влияние на выбор порога обнаружения z_* .

На рис. 2, б представлены плотность вероятности предпороговой статистики $p^W(z)$, полученной с использованием функции Ламберта и плотность вероятности предпороговой статистики $p^{МП}(z)$, полученной методом дискретного преобразования случайной величины, описанным в [4, с. 311].

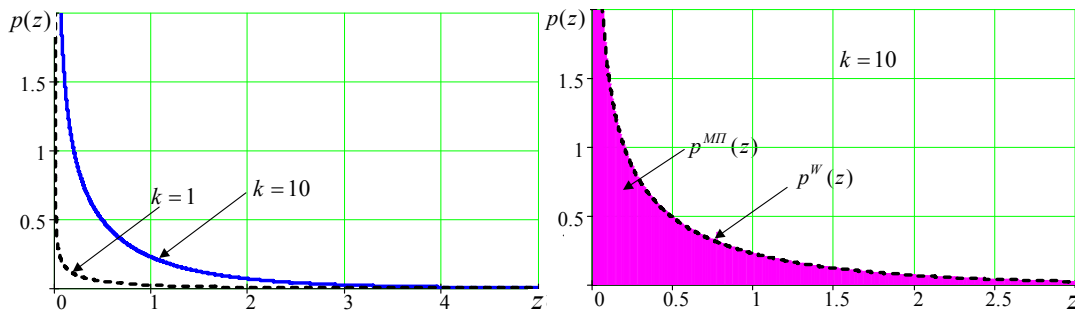


Рис. 3. Плотности вероятности предпороговой статистики $p_0(z)$ для $k = 1, 10$ (а) и плотности вероятности: $p^W(z)$, полученная с использованием функции Ламберта и $p^{МП}(z)$, полученная методом дискретного преобразования случайной величины (б)

На рис. 4 представлены зависимости значения порога обнаружения от величины k для двух фиксированных условных вероятностей ложной тревоги $F = 10^{-3}$ и $F = 10^{-5}$. Из рисунка видно, что рост ширины скользящего окна k приводит к уменьшению значения величины z_* .

Особенностью обнаружения сигналов неизвестной протяженности является возможность наложения друг на друга обнаруженных результатов обработки $z_k(l)$ для «скользящих» окон различной ширины. Такой эффект возникает вследствие влияния шумов при неоптимальной форме «скользящего» окна и при обнаружении близлежащих элементов портрета. В результате возникают ложные обнаружения и аномальные оценки положения цели.

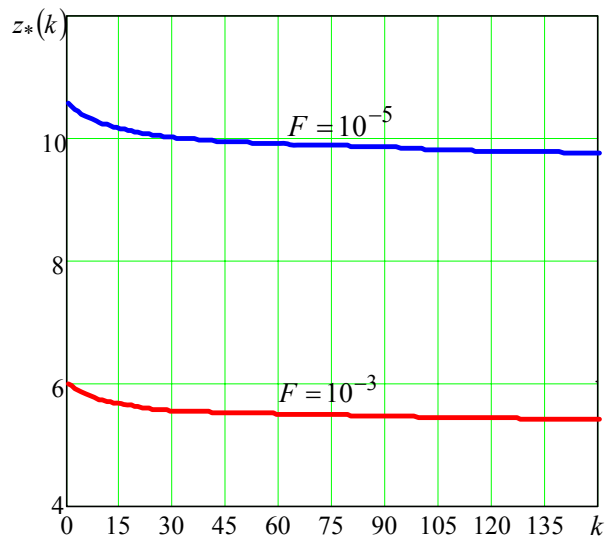


Рис. 4. Зависимость значения порога обнаружения от величины k для двух фиксированных условных вероятностей ложной тревоги $F = 10^{-3}$, $F = 10^{-5}$

Для устранения таких наложений можно оптимизировать форму «скользящих» окон, решая одновременно и задачу оптимального разрешения нескольких сигналов. Более простое было получено за счет использования некоторых априорных сведений о расположении и форме составляющих РЛП, приводящее, однако, к энергетическим потерям. В последнем случае задача разрешения сводится к логическому анализу результатов предварительного обнаружения в соответствующем алгоритме. Дальнейшее устранение ложных обнаружений спектральных составляющих и аномальных оценок их параметров (ширина, частотное или временное положение) производится за счет критерийной обработки в «скользящем» окне из нескольких интервалов накопления.

Таким образом, рассмотренная реализация алгоритма и устройства обнаружения целей неизвестного класса и оценивания их параметров при сверхразрешении по частоте Доплера или дальности обеспечивает формирование устойчивых к условиям наблюдения и априорным неопределенностям оценок и результатов обнаружения.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под. Ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Охрименко А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации. Теория радиосистем в шести частях / Часть 3. Распознавание-различение сигналов. – Минск: БГУИР, 1995. – 64 с.
3. Corless, R. M.; Gonnet, G. H.; Hare, D. E. G.; Jeffrey, D. J.; and Knuth, D. E. "On the Lambert W Function." *Adv. Comput. Math.* 5, 329-359, 1996.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Изд-во «Радио и связь», 1982. – 624 с.

СИСТЕМА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ РЛС КРУГОВОГО ОБЗОРА

А.С. Солонар, С.А. Горшков

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
Республика Беларусь, 220057, Минск, кафедра радиолокации и приемо-передающих устройств. Тел. +375297559722; E-mail: andssnew@yandex.ru

The tracking system for mobile surveillance radar are view. The discuss a package, allowed to provide the system robustness in real, against a background of discrete clutter stream.

Сложная радиолокационная обстановка в зоне обзора РЛС требует автоматизации процесса обнаружения целей на фоне помех. В обзорных РЛС конечным устройством автоматизации обработки радиолокационной информации выступает система вторичной обработки радиолокационной информации. Основными задачами, возложенными на систему вторичной обработки радиолокационной информации, являются [2]:

- обнаружения траекторий целей;
- межобзорная селекция целей на фоне дискретных мешающих отражений (ДМО) [3];
- межобзорное сопровождение траекторий целей;
- извлечение дополнительной информации (полная скорость, радиальное и тангенциальное ускорение, класс цели и т.д.).

Реализацию систем вторичной обработки в мобильных РЛС кругового обзора с последовательным обзором по углу места усложняют требования, предъявляемые к:

- просмотру нескольких угломестных каналов (или секторов) последовательно или в произвольном порядке;
- радиолокационному наблюдению в движении.

В настоящем докладе рассмотрен ряд апробированных алгоритмических решений, позволяющих в совокупности повысить качество работы системы вторичной обработки радиолокационной информации в рассмотренных условиях. К таким решениям относятся:

- индивидуальные критерии захвата и сброса траекторий по зонам дальности и угломестным каналам;
- проверка физической реализуемости гипотез отождествления;
- доэкстраполяция координат и параметров траектории на момент времени получения отметки;
- адаптивная многогипотезная фильтрация координат и параметров движения целей;
- коррекция фильтрованных и экстраполированных координат траектории и параметров траектории с учетом скорости передвижения РЛС;
- комбинированная межобзорная селекция движущихся целей (МСДЦ) на фоне ДМО.

На больших дальностях цели наблюдаются неустойчиво, с пропусками. Поэтому необходимо использовать «мягкие» критерии захвата на сопровождение, но более «жесткие» критерии сброса. В ближней зоне наоборот, летательные аппараты наблюдаются устойчиво, но на фоне большого количества ДМО. Поэтому критерии захвата требуются более «жесткие», а критерии сброса – «мягкие». С увеличением угла места изменяются условия наблюдения ДМО, снижается коэффициент направленного действия антенны, что также требует использования иных критериев захвата и сброса, чем в нижнем луче.

Для снижения числа ложных траекторий и повышения вероятности правильного отождествления каждая из сформированных гипотез отождествления проверяется на физическую реализуемость по допустимым максимальным скоростям полета объектов, нормальной и продольной перегрузкам с учетом суммарных ошибок измерения параметров траекторий.

На этапе отождествления в качестве меры близости отметки и траектории используется коэффициент правдоподобия [2], который не менее информативен, чем предлагаемый в [4] функционал качества. Уточнение экстраполированных координат траектории на момент времени получения отметки (доэкстраполяция) позволяет существенно повысить качество отождествления пересекающихся под небольшими углами траекторий, особенно скоростных и находящихся в ближней части зоны обзора.

В процессе работы РЛС угломестные каналы могут просматриваться в произвольном порядке, поэтому временные интервалы между смежными этапами обработками траекторий не фиксированы. Для обеспечения адекватности критериев обнаружения и подтверждения подсчитывают не минимальные обзоры (время обзора сектора 360° по азимуту в одном угломестном канале), а фактические обзоры. Под фактическим обзором понимается появление одной из трех ситуаций:

- прохождение луча диаграммы направленности антенны (ДНА) через тот угломестный канал, к которому ранее была отнесена траектория;
- отождествление траектории с одной из отметок;
- ДНА не проходила через угломестный канал траектории, однако прошло некоторое максимальное время, например, соответствующее просмотру всей угломестной зоны обзора.

Адаптивная многогипотезная фильтрация координат и параметров движения целей позволяет снизить переходные процессы, сопутствующие им динамические ошибки фильтрации и вероятность срыва цели с сопровождения.

Более подробно рассмотрим реализацию МСДЦ на фоне ДМО.

Источниками ДМО являются «ангел-эхо», сосредоточенные мешающие отражения и остатки от компенсации распределенных по поверхности или объему мешающих отражений. Они относятся к помехам имитирующего типа, так как наблюдаются на экранах индикаторов в виде целеподобных отметок. Для борьбы с ДМО используют различные методы МСДЦ: картинные с формированием карты помех или траекторные [2, 3, 5].

Методы МСДЦ с формированием карты помех отличаются относительной простотой реализации и весьма эффективны в плотных потоках ДМО. В то же время данные методы слабо учитывают предысторию перемещения отметок, что отрицательно сказывается на сопровождении скоростных целей в зонах, пораженных ДМО. Методы, использующие траекторную скоростную селекцию с одновременным сопровождением ДМО и целей наиболее эффективны для целей, летящих со скоростями, близкими к пороговым, но требуют больших вычислительных ресурсов и менее эффективны в зонах интенсивных потоков относительно слабых ДМО. Сочетание обоих методов позволяет повысить качество межобзорной селекции. При этом методы МСДЦ с формированием карты помех используются для предварительной селекции.

Для предварительной селекции параллельно используются три устройства МСДЦ с формированием карты помех (см. рис.1): 1) по элементарным ячейкам зоны обзора РЛС (классическая); 2) по наиболее интенсивным потокам ДМО; 3) по ответно-импульсным помехам. Задачей каждого устройства является принять решение о классе отметки: ДМО или цель. Решения объединяются по схеме «или», после чего отметка с признаком класса выдается на устройство траекторной селекции. По ДМО не создаются новые траектории. Все отметки и траектории с соответствующими признаками поступают к потребителю радиолокационной информации, при достаточной пропускной способности канала передачи данных.

Особенностью построения всех карт помех является одновременное использование двух взаимно перекрывающихся наборов ячеек зоны обзора, что существенно снижает переходные процессы при переходе ДМО из одной ячейки в другую под воздействием ветра или за счет перемещения носителя РЛС.

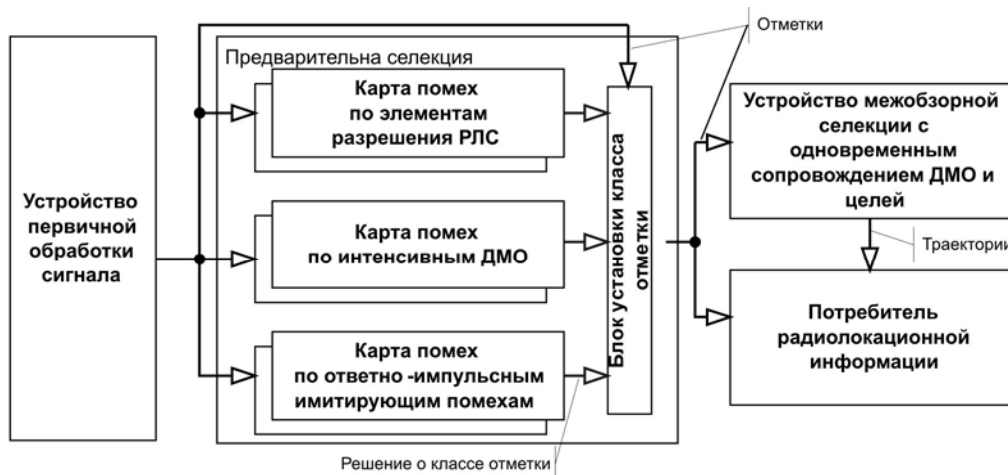


Рис. 1. Структура устройства межобзорной селекции дискретных мешающих отражений

Таким образом, рассмотрена система вторичной обработки мобильных обзорных РЛС, в которой предусмотрен комплекс мер, позволяющий в совокупности обеспечить ее устойчивое функционирование в реальных условиях наблюдения целей на фоне потоков ДМО (и имитирующих помех) при нерегулярном обзоре по углу места.

Все приведенные в докладе решения апробированы методами математического моделирования, полунатурного и натурального экспериментами.

Литература

1. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию.– Киев: Изд. КвіЦ, 2000. – 428 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под. Ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. Литвинов В.В., Жирнов В.В. Проблема "ангел-эхо" и цифровые картинные технологии обработки радиолокационных сигналов и информации// Сб. докладов Четвертой международной науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь»: В 3 ч. Ч.2 – Воронеж, 1998. – С. 795–800.
4. Меркулов В.И. Алгоритмы автоматического сопровождения целей в режиме обзора с адаптивной коррекцией прогноза и бесстробовой идентификацией радиолокационных измерений // Радиотехника, 2008, №1. – С. 55 – 59.
5. Горшков С.А., Завиженец В.Н., Солонар А.С., Савенко С.А. Сопоставительный анализ методов селекции движущихся целей на фоне Ангел – Эхо в импульсных РЛС УВД // Теория и техника передачи, приёма и обработки информации (Украина, Харьков 28 сентября – 1 октября 2004 г.): Тез. докл. – Харьков: ХНУРЭ, 2004. – С. 193–194.

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛА МЕСТА ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ДИФРАКЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Разсказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф.

Институт радиофизики и электроники им. Усикова А.Я. Национальной
Академии Наук Украины

61085, Харьков, пр. ак. Проскуры, 12, тел. (057) 720-33-33,

E-mail: logvinov@ire.kharkov.ua

The elevation measuring under existing of the single and multiple absorbing screen diffraction is described and example that was solved by numerical means are presented. The phenomena in transition zone diffraction is analyzed. It is established that shadow at the shadow boundary the measured elevation close by direction on the nearby to receiver screen edge. Above this boundary the result of measuring is oscillating near the correct direction at transmitter. The result of calculation diagrams is illustrated.

Введение. Электромагнитное поле сверхвысоких частот при скользящем распространении правомерно представлять как продукт дифракции на полуплоскостях как при распространении в гористой местности или над городской застройкой, так и на трассах, проходящих над природными поверхностями раздела с высокими неровностями. Условия применимости такого представления поля при распространении, в частности, над морской поверхностью с ветровыми волнами приведены в [1, 2]. В [1, 2] получены количественные критерии, связывающие длину волны, угол скольжения и параметры неровностей, при которых применимо представление поля над границей раздела как результата многократной дифракции Френеля.

В работах [2, 3] численными методами исследованы характеристики множителя ослабления как в окрестностях границы тени, так и в области, являющейся переходной от нее к освещенной, в которой традиционно используются приближение Кирхгофа и лучевые представления. В предлагаемой работе анализируются особенности измерения направления на источник излучения в плоскости, перпендикулярной прямолинейным горизонтальным границам экранов, плоскости которых перпендикулярны трассе распространения. При такой геометрии трассы в дальнейшем будем называть плоскость распространения вертикальной, а измеряемые в ней угловые координаты источника излучения – углами места. Целью работы является не получение количественных характеристик для каких-либо конкретных трасс и условий работы, а анализ особенностей результатов измерения углов места при действии дифракционного механизма распространения поля.

Модель трассы и методика расчетов. Расчетная модель трассы распространения и обозначения характеризующих ее параметров показаны на рис. 1. Волна, излученная точечным изотропным источником в точке Т приходит в точку приема R в результате по-

т следовательной дифракции Френеля на N непрозрачных полуплоскостях. Метод расчета поля при многократной дифракции, в частности, способ улучшения сходимости интеграла Френеля при численных расчетах аналогичен предложенному в [4]. Первичным результатом расчета являлись значения комплексных амплитуд в дискретных точках приема как функции

высоты точки излучения. По совокупности расположенных на вертикальной оси эквидистантных точек приема, образующих апертуру приемной антенны, осуществлялся синтез суммарного сигнала. При синтезе использовалась весовая функция Хемминга для распределения амплитуды и линейная зависимость фазы от высоты точки приема. Задавая крутизну линейного закона изменения фазы с высотой, можно изменять наклон оси диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Пеленгование осуществлялось разностно-фазовым методом. Для его реализации формировались две субапертуры, фазовые

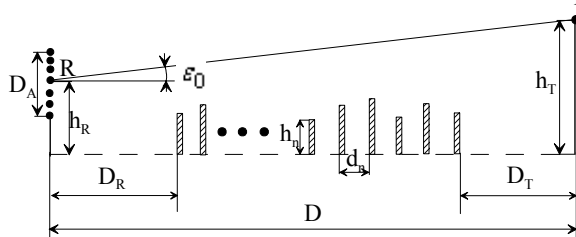


Рис.1.

центры которых были смещены по высоте на 10 длин волн. Размер каждой субапертуры составлял 60 длин волн, а ширина диаграмм направленности была около $1,3^\circ$. Расчеты проводились для ситуаций, когда присутствовал один экран в центре трассы, либо на трассе располагались десять эквидистантных равновысоких экранов, либо десять эквидистантных экранов имели случайные независимые высоты краев с нормально распределенными величинами. Протяженность трассы составляла 1010 м, расстояния между экранами равнялось 90 м, а концевые участки были $D_T = D_R = 100$ м. При расчетах высота равновысоких экранов составляла 2 м над условным нулевым уровнем. Диапазоны изменения высот точек приема и излучения выбирались такими, чтобы результаты расчета охватывали случаи нахождения корреспондирующих пунктов по отношению друг к другу как в области тени, создаваемой экранами, так и выше ее границы.

По значениям комплексных амплитуд принятых сигналов определялись локальные направления нормали к фазовому фронту, т.е. локальные направления распространения прошедшей волны в функции высоты точки приема при нескольких фиксированных значениях высоты излучателя и комплексные амплитуды и разности фаз суммарных сигналов, принятых субапертурами, при пяти различных ориентациях осей диаграммы направленности антенны и по полученным разностям фаз рассчитывался измеренный угол места излучателя. Угол наклона оси диаграммы направленности принимал значение минус 10 мрад, 0 мрад, +10 мрад, +15 мрад, +20 мрад. Положительные углы наклона соответствовали применению так называемого внеосевого измерения угла места, используемого для уменьшения ошибок при многолучевом распространении радиоволн над поверхностью суши или моря [5].

Анализ результатов. Физическую картину влияния дифракции на направление распространения радиоволн дает рис. 2., на котором показаны локальные направления распространения волны, т.е. направления нормали к фазовому фронту, для случаев дифракции на одиночном экране в центре трассы (рис.2а) и десяти равновысоких экранов (рис.2б).

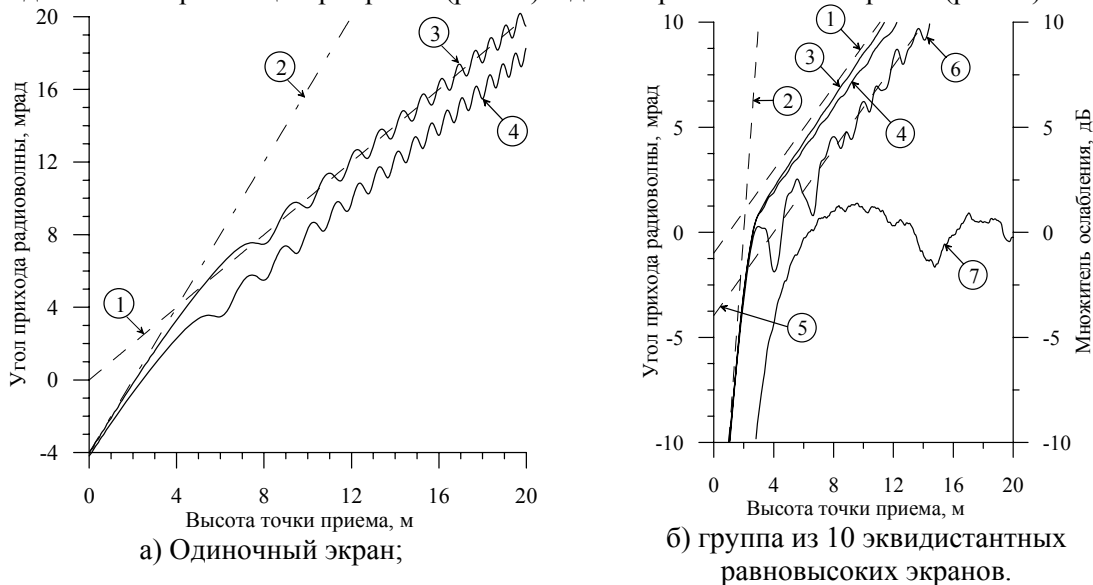
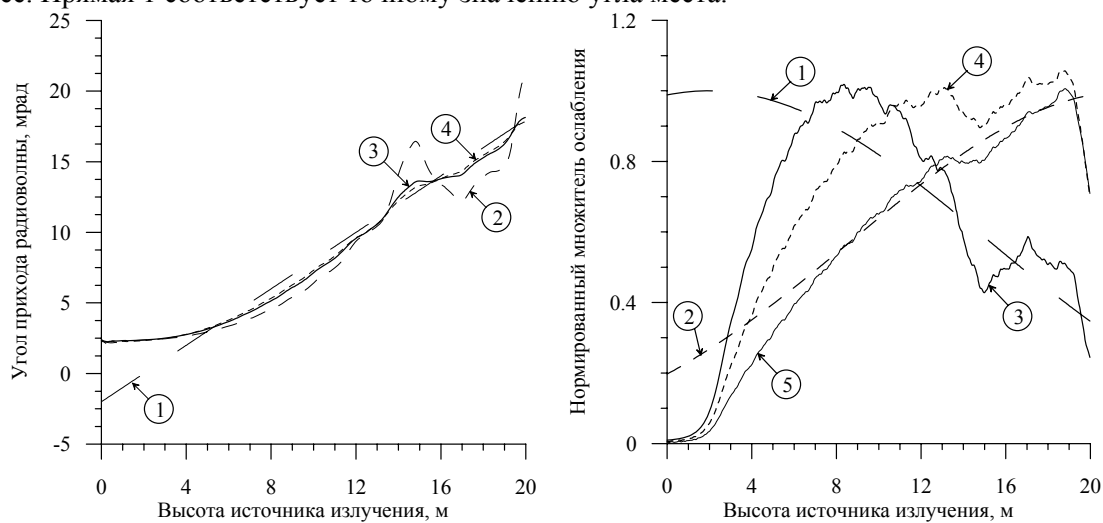


Рис. 2. Направления распространения радиоволны при дифракции Френеля

На этих рисунках прямые 1 показывают направление распространения волны в отсутствие экранов, т.е. в условиях свободного пространства, а прямые 2 – направления так называемой краевой волны, переизлученной одиночным экраном в центре трассы (рис.2а) и крайним экраном, ближайшим к точке приема (рис.2б). Кривые 3 и 4 на обоих рисунках показывают направления распространения после дифракции на одном или десяти экранах при высотах излучателя соответственно 0 и 2 м. Прямая 5 и кривая 6 соответствуют направлению распространения волны свободного пространства и после дифракции на 10 экранах при высоте излучателя 4 м. Представление о высоте областей тени, полутени и практически освещенной области пространства дает кривая 7, показывающая зависи-

мость от высоты приемника множителя ослабления поля при высоте излучателя 2 м. Из кривых 3–5, 7 можно сделать вывод, что при используемой в модели апертуре пеленгационной антенны 60 см в ее пределах будут иметь место существенные изменения как амплитуд, так и локальных углов распространения облучаемых ее волн; особенно значительны эти изменения в окрестностях границы тени. Очевидным следствием этого будет существенное влияние конечных размеров пеленгационной антенны и способа обработки принятых сигналов на результаты пеленгования, что подтверждают приводимые ниже данные. Результаты расчета измеренного угла места (рис.3а) и относительной амплитуды сигнала (рис.3б) в функции высоты излучателя при высоте центра антенны пеленгатора 2 м, т.е. когда он находится на одном уровне с границами всех десяти экранов, приведены на рис.3. В этом случае при высоте излучателя 0 м вся апертура пеленгационной антенны лежит ниже границы геометрической тени, а при высоте 5,2 м она полностью выходит из нее. Прямая 1 соответствует точному значению угла места.



а) Измеренные углы места;

б) относительные амплитуды сигналов.

Рис. 3. Измеренные углы места и амплитуды принятых сигналов при различных углах наклона диаграммы направленности пеленгационной антенны

Кривые 2, 3, 4 показывают значения измеренного угла места при углах возвышения максимума диаграммы направленности антенны, соответственно, 0, 15 мрад и 20 мрад. Видно, что в случае нахождения части антенны ниже границы тени, измеренный угол места существенно отличается от истинного и соответствует направлению выше границы ближайшего экрана примерно на 2 мрад. При дальнейшем удалении излучателя от границы тени пеленговое направление осциллирует около истинного, причем отклонение максимума диаграммы направленности вверх, т.е. ослабление приема волн, переизлучаемых экранами, приводит к уменьшению отклонений измеренных значений угла места от точного значения. На рис. 3б кривые 1 и 2 показывают как менялась бы амплитуда принятого сигнала под влиянием только диаграммы направленности антенны при горизонтальном направлении ее оси (кривая 1) и при наклоне вверх на 15 мрад, а кривые 3, 4, 5 – амплитуды принятых сигналов при углах возвышения 0 (кривая 3), +15 мрад (кривая 4) и +20 мрад (кривая 5). Этот эффект еще более четко выражен, когда центр пеленгационной антенны находится на высоте 4 м, т.е. на 2 метра выше уровня границ экранов (рис.4). В этом случае только в начальном участке высоты излучателя около 2 м пеленгование происходит при частичном затенении пеленгационной антенны; в этой области пространства, как и в предыдущем случае (рис.3а) измеренный угол места соответствует направлению прихода волн со стороны границ экранов.

Сравнение кривых 2, 3 и 4, соответствующих наклонам осей диаграммы направленности вверх на 0°, 15 мрад и 20 мрад, показывает существенное снижение отклонений измеренных углов места от истинного при подъеме оси диаграммы направленности. И, на-

оборот, наклон луча вниз на 10 мрад вызывает возрастание этих отклонений в несколько раз (кривая 5). Заметим, что угол наклона в 15 мрад составляет примерно 0,75 от ширины диаграммы направленности; такое значение является рекомендованным (см., например, [5]) при реализации метода внеосевого измерения угла места над поверхностью моря или суши. На рис.4б приведены графики изменения амплитуд, аналогичные приведенным на рис.3б; кривая 6 соответствует случаю отклонения диаграммы направленности вниз на 10 мрад, приводящему к более глубоким осцилляциям амплитуды принятого сигнала.

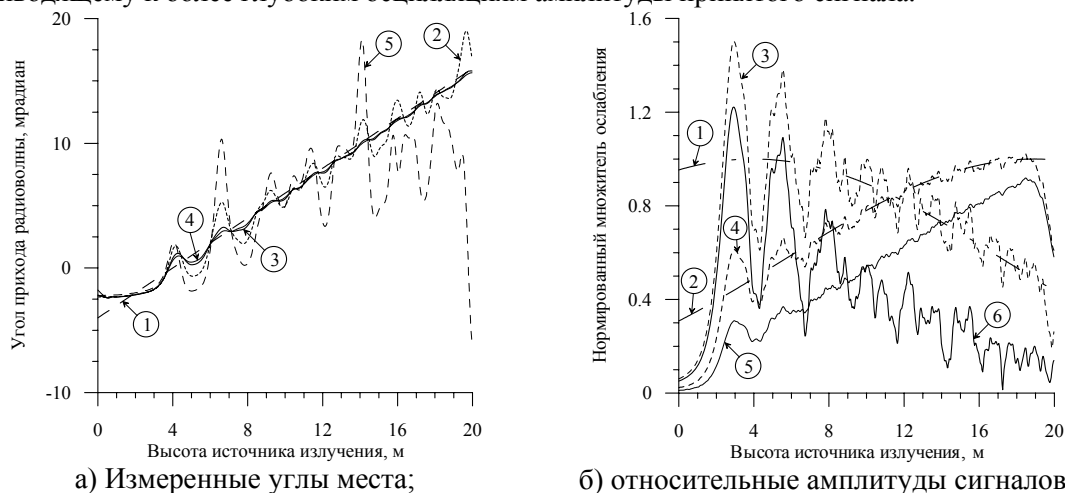


Рис. 4. Измеренные углы места и амплитуды принятых сигналов при различных углах наклона диаграммы направленности пеленгационной антенны

Расчеты для случая случайных высот экранов показали, что, как и при равновысоких экранах, ниже и вблизи границы тени измеренный угол места близок к направлению на границу ближайшего к пеленгатору экрана. Выше зоны полутени отклонения измеренного угла места от истинного становятся случайными, а их максимальные значения близки по величине к наблюдаемым в случае равновысоких экранов. Режим внеосевого измерения также позволяет существенно уменьшить эти отклонения.

Выводы. В результате численного расчета с использованием модели многократной дифракции Френеля на непрозрачных экранах оценены характеристики пеленгования источника излучения по углу места. Вблизи или ниже границы тени, создаваемой местными предметами, рельефом или неровностями поверхности, измеренный угол места существенно отличается от истинного и близок к направлению на границу затеняющего источника излучения препятствия. Выше области тени, как и в освещенной области, эффективным методом снижения ошибок пеленгования по углу места является внеосевое измерение, позволяющее ослабить негативное влияние поля, переизлученного поверхностью раздела.

Литература

1. Логвинов Ю.Ф., Педенко Ю.А., Разказовский В.Б. Дифракционная модель многолучевого распространения над неровной поверхностью при малых углах скольжения // Изв. вузов. Радиофизика - 1996. - 39, №5. - С. 547-558.
2. Разказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. Множитель ослабления радиоволн при распространении над морем под малыми углами скольжения: модель многократной дифракции // Радиофизика и электроника. Сб. научн. Тр. НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники, г.Харьков, 2007, 12, № 1, с.168-176.
3. Разказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. Множитель ослабления радиоволн при распространении над морем под малыми углами скольжения: переходная зона// Радиофизика и электроника. Сб. научн. Тр. НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники, г.Харьков, 2007, 12, № 1, с.177-184.
4. Walfisch, H.L Bertonni. A theoretical Model of UNF Propagation in Urban Environments // IEEE Trans. Antennas Propagat.-1988. 36, № 12. P. 1788-1796.
5. Dax P.R Keep Track of that Low-Flying Attack. Microwaves, 1976, april, pp. 36-50.

ВРАХУВАННЯ ВПЛИВУ ЗАВАД У ПРОЦЕСІ ВИКОРИСТАННЯ ФАЗОВОГО МЕТОДУ ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ ЗА ДОПОМОГОЮ АНТЕННИХ ГРАТОК

Даник В.О.

Черкаський державний технологічний університет
18006, Черкаси, бул. Шевченка 460, тел. 8(0472)730261
E-mail: V_Danyk57 www.mail.ru

In this article we deal with the questions of large-sample estimate an angular coordinates of impulsive radio signal source with non-Gaussian noise influence by phase method.

Гаусівська модель шумів і завад є такою, що найбільш часто використовується при врахуванні впливу тих чи інших випадкових чинників. Гаусівська модель значною мірою зумовлює існуючі методології розв'язання багатьох задач у радіолокації, радіонавігації та інших галузях науки і техніки.

Однак гаусівська модель усе ж у багатьох випадках далеко не завжди адекватно відтворює картину шумів, що реально спостерігаються на практиці, і це не можна не враховувати. Особливо це стосується розповсюдження хвиль різної фізичної природи у випадково-неоднорідному і нелінійному середовищі, коли процес розповсюдження хвиль описується стохастичними диференціальними рівняннями.

Нелінійні інерційні чи безінерційні перетворення адитивної суміші гаусівських процесів теж частенько приводять до їх негаусовості.

Тому використання негаусівської моделі дає можливість більш точно характеризувати існуючі реалії, дозволяє більш точно врахувати вплив шумів і завад і одержати, в решті-решт, більш точні результати.

У роботі [3] Ю.П.Кунченком був запропонований і обґрунтований метод максимізації полінома, який дозволяє при врахуванні впливу завад і різного роду випадкових процесів вийти за межі застосування гаусівської моделі. Метод ґрунтується на представленні функції правдоподібності у вигляді узагальненого стохастичного полінома. Цей метод є більш точним і ефективним, ніж метод найменших квадратів і метод моментів, оскільки дисперсії оцінок, знайдених за допомогою нього, можуть бути значно меншими дисперсій відповідних оцінок, знайдених методом моментів чи методом найменших квадратів.

Завдяки цьому методу удається знаходити оцінки параметрів випадкових величин. Використання методу при розв'язанні багатьох радіотехнічних задач характеризується простотою алгоритмічної та технічної реалізації і при цьому початкові дані подаються у вельми стислому вигляді.

При застосуванні гаусівської моделі шумів і завад у якості апріорної інформації використовується щільність розподілу ймовірностей випадкової величини, що створює певні незручності, оскільки представлення випадкових величин і процесів, що не є гаусівськими, за допомогою кінцевовимірних функцій розподілу часто викликає досить немалі труднощі. Метод, запропонований у роботі [3] як апріорну інформації використовує кінцеву послідовність початкових моментів. Завада, що здійснює спотворюючий вплив на сигнал, описується кінцевою послідовністю кумулянтів вищих порядків.

Фазовий метод визначення кутових координат зводиться на практиці до оцінки величини затримки при прийомі гармонічного коливання, а вже на основі цього розв'язується задача оцінки кутових координат. І у цьому випадку величина затримки буде основним інформаційним параметром. А амплітуда та початкова фаза гармонічного коливання відповідно будуть - неінформаційними параметрами.

Коли маємо справу з поліномом степені $s = 1$, одержані результати будуть такими ж, як і при у випадку використання гаусівської моделі завади. Коли ж використовується поліном, що має степінь $s = 2$, дисперсія одержаної оцінки тривалості затримки може уже бути меншою, ніж дисперсія оцінки, отриманої при степені полінома $s = 1$, що свідчить про більшу точність одержаних результатів.

Однак це вдасться досягти у тому випадку, коли реально існуючі шуми, коли завади, з якими доводиться мати справу на практиці, суттєво відрізняються від уявлення, що відповідає гаусівській моделі. Це зокрема проявляється у тому, що такі величини як коефіцієнт асиметрії γ_3 та коефіцієнт ексцесу γ_4 не дорівнюють нулю, як це характерно для моделі гаусівської..

Врахувати ці відмінності у рамках застосування гаусівської моделі та існуючих методів і алгоритмів оцінки кутових координат джерела радіовипромінювання нема можливості. При степені полінома $s = 3$ можна одержати ще більш точні результати, ніж при степенях полінома $s = 1$ та $s = 2$, однак це можливо знову ж таки у випадку виконання згаданих вище умов.

Література

1. Кунченко Ю.П., Даник В.О. Особливості оцінки кутових координат фазовим методом в умовах впливу негаусівських завад // Наукові праці конференції "Комп'ютерні технології друкарства: алгоритми, сигнали, системи". – Львів: 1996. – 107с.

2. Даник В.О. Деякі питання оцінки кутових координат джерела гармонічного коливання фазовим методом в умовах впливу негаусівських завад //4-а Українська конференція з автоматичного управління "Автоматика-97", том III. – Черкаси: ЧІТІ, 1997. – 105с.

3. Кунченко Ю.П., Лега Ю.Г. Оценка параметров случайных величин методом максимизации полинома. – К.: Наук. думка, 1992. – 180с.

4. Kunchenko Y.P., Vorobkalo T.V., Danik V.O. The accuracy of the joint estimation of parameters of signal by the antenna arrays at non-Gaussian interference.// Proceeding of the 3rd International Conference on Antenna Theory and Techniques. – Sevastopol, Ukraint, 1999. – P. 217-218.

5. Кунченко Ю.П., Воробкало Т.В., Даник В.О. Измерение углового положения источника гармонического сигнала многоэлементной антенной решеткой при негауссовских помехах.// Proceeding of the 9-th national scientific symposium "Metrology and metrology assurance – 99". – Sozopol, Bulgaria, 1999. – P. 267-271.

СПІЛЬНА ОЦІНКА ІНФОРМАТИВНОГО ПАРАМЕТРА ПОСТІЙНОГО СИГНАЛУ ПРИ УСІЧЕНОМУ ОЦІНЮВАННІ ДИСПЕРСІЇ АСИМЕТРИЧНОЇ ЗАВАДИ ДРУГОГО ТИПУ ПЕРШОГО ВИДУ

Лега Ю.Г., Гончаров А.В., Філіпов В.В.

Черкаський державний технологічний університет

18006, Черкаси, бул. Шевченка 460, каф. радіотехніки, тел. (0742) 73-02-61,

E-mail: vetalliy@mail.ru

Algorithms of the joint estimation of the parameter of a steady signal at effect of additive non-Gaussian noise are synthesized in this article. Finding of an estimation of parameter of the noise is examined by the method of maximization of truncated stochastic polynomial.

Вступ. При описі завад у каналах зв'язку, широке поширення отримали математичні моделі цих завад у вигляді випадкових величин, що мають гауссівський закон розподілу чи гауссівські завади. Проте, дана модель завади не завжди отримує експериментальне підтвердження, тому в якості завад у реальних каналах зв'язку доцільно використовувати моделі негауссівських завад.

Одним з ефективних напрямків у теорії обробки сигналів на фоні негауссівських завад є оцінювання параметрів сигналів з використанням стохастичних поліномів. В такому випадку доцільно застосовувати метод максимізації полінома, який був запропонований професором Ю.П. Кунченком [1].

Даний метод дозволяє синтезувати оцінки з високими точнісними характеристиками, проте зі збільшенням степеня стохастичного полінома разом з підвищенням точності оцінювання також суттєво ускладнюються і алгоритми знаходження оцінок. Тому у випадках коли в дослідженнях поряд з високою точністю оцінювання, важливу роль відіграє швидкість обчислення оцінки, яка безпосередньо пов'язана зі складністю обчислювальних алгоритмів, необхідно застосовувати новий метод знаходження оцінок параметрів, заснований на використанні усічених узагальнених стохастичних поліномів, який називається методом максимізації усіченого стохастичного полінома [2]. Даний метод дозволяє спростити алгоритми знаходження оцінок параметрів і при цьому знаходити оцінки з мінімальною дисперсією при заданому спрощеному стохастичному поліномі.

Нехай спостерігається випадкова величина ξ , яка являє собою адитивну суміш корисного сигналу $S(\vartheta)$ та завади η , тобто $\xi = S(\vartheta) + \eta$. Нехай, здійснюється вибірка обсягом n незалежних однаково розподілених вибірових значень $\bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ з генеральної сукупності значень випадкової величини ξ . В якості корисного сигналу $S(\vartheta) = S_\vartheta$ розглядається деяка функція від параметра ϑ , яка має постійне значення протягом часу спостереження. В даній роботі негауссівська завада η представлена асиметричною завадою другого типу першого виду, що описується кумулянтном другого порядку χ_2 , коефіцієнтом асиметрії γ_3 та кумулянтним коефіцієнтом γ_5 . Інші кумулянтні коефіцієнти вищих порядків дорівнюють нулю.

Метою даної роботи є синтез алгоритмів знаходження оцінки інформативного параметра ϑ постійного сигналу при усіченому оцінюванні дисперсії асиметричної завади другого типу першого виду.

Основні розрахунки. Потрібно зауважити, що параметр корисного сигналу ϑ необхідно оцінювати з максимальною точністю і тому при побудові алгоритмів для знаходження оцінки параметра ϑ застосовується метод максимізації полінома [1]. Що ж стосується дисперсії завади χ_2 , то про цей параметр необхідно мати мінімальну інформацію, оскільки він є заважаючим, тому для синтезу алгоритмів знаходження оцінки кумулянта другого порядку застосовується методом максимізації усіченого стохастичного полінома [2].

Спільна оцінка параметра сигналу ϑ та дисперсії завади χ_2 в загальному вигляді знаходиться з розв'язку системи рівнянь, при степенях стохастичного полінома $s = \overline{2, S}$ та

при апріорно відомих параметрах асиметричної завади другого типу першого виду γ_3 та γ_5 :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^s h_{i(s)[1]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^i - m_i(\vartheta, \chi_2)] \Big|_{\substack{\vartheta=\hat{\vartheta} \\ \chi_2=\hat{\chi}_2}} = 0, \\ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq (c, e, \dots, l)}}^s h_{i(s)[2]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^i - m_i(\vartheta, \chi_2)] \Big|_{\substack{\chi_2=\hat{\chi}_2 \\ \vartheta=\hat{\vartheta}}} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

де $m_i(\vartheta, \chi_2)$ – початкові моменти порядку i випадкової величини ξ , $h_{i(s)[1]}(\vartheta, \chi_2)$, $h_{i(s)[2]}(\vartheta, \chi_2)$ – невідомі коефіцієнти, що в загальному вигляді знаходяться з розв'язку систем лінійних алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^s h_{j(s)[1]}(\vartheta, \chi_2) K_{i,j}(\vartheta, \chi_2) &= \frac{d}{d\vartheta} m_i(\vartheta, \chi_2), \quad i = \overline{1, s}, \\ \sum_{j=1}^s h_{j(s)[2]}(\vartheta, \chi_2) K_{i,j}(\vartheta, \chi_2) &= \frac{d}{d\chi_2} m_i(\vartheta, \chi_2), \quad i = \overline{1, s}, \quad i \neq (c, e, \dots, l). \end{aligned} \quad (2)$$

Коефіцієнти $h_{j(s)[2]}(\vartheta, \chi_2)$ та $h_{j(s)[1]}(\vartheta, \chi_2)$ забезпечують мінімум дисперсій оцінок $\hat{\vartheta}$ та $\hat{\chi}_2$, знайдених методом максимізації полінома та методом максимізації усіченого полінома, відповідно.

Надалі в виразах для моментів $m_i(\vartheta, \chi_2)$, для спрощення запису будемо опускати залежність вказаних величин від оцінюваних параметрів.

Синтез алгоритму спільного оцінювання параметра сигналу ϑ та кумулянта другого порядку χ_2 можливий починаючи з другого степеня стохастичного полінома, тому що оцінювання дисперсії завади можливе починаючи з степеня $s = 2$. Тоді відповідно до методів максимізації полінома запишемо систему рівнянь (1) для знаходження оцінки параметра ϑ та кумулянта χ_2 при степені полінома $s = 2$:

$$\begin{cases} h_{1(2)[1]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v - m_1] + h_{2(2)[1]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^2 - m_2] \Big|_{\vartheta=\hat{\vartheta}} = 0, \\ h_{1(2)[2]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v - m_1] + h_{2(2)[2]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^2 - m_2] \Big|_{\chi_2=\hat{\chi}_2} = 0, \end{cases} \quad (3)$$

де оптимальні коефіцієнти $h_{1(2)[1]}(\vartheta, \chi_2)$, $h_{2(2)[1]}(\vartheta, \chi_2)$ та $h_{1(2)[2]}(\vartheta, \chi_2)$, $h_{2(2)[2]}(\vartheta, \chi_2)$ знаходяться з розв'язку систем лінійних алгебраїчних рівнянь (2) при степені полінома $s = 2$.

Використовуючи метод Крамера, знаходимо вирази для оптимальних коефіцієнтів:

$$\begin{aligned} h_{1(2)[1]}(\vartheta, \chi_2) &= \frac{1}{\Delta(2)} \frac{dS_\vartheta}{d\vartheta} 2\chi_2^{1,5} (S_\vartheta \gamma_3 + \chi_2^{0,5}), \quad h_{2(2)[1]}(\vartheta, \chi_2) = -\frac{1}{\Delta(2)} \frac{dS_\vartheta}{d\vartheta} \chi_2^{1,5} \gamma_3, \\ h_{1(2)[2]}(\vartheta, \chi_2) &= -\frac{\chi_2}{\Delta(2)} (2S_\vartheta + \chi_2^{0,5} \gamma_3), \quad h_{2(2)[2]}(\vartheta, \chi_2) = \chi_2, \end{aligned} \quad (4)$$

де $\Delta(2) = \chi_2^3 (2 - \gamma_3^2)$ – об'єм часткового тіла розміром 2 асиметричної випадкової величини другого типу першого виду.

Підставляючи розраховані коефіцієнти (4) у систему рівнянь (3), отримаємо систему степеневих рівнянь для знаходження оцінки параметра ϑ та дисперсії завади χ_2 :

$$\begin{cases} \gamma_3 S_9^2 - 2 \left(\gamma_3 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - \chi_2^{0,5} \right) S_9 + \gamma_3 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 - 2 \chi_2^{0,5} \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - \gamma_3 \chi_2 \Big|_{\vartheta=\hat{\vartheta}} = 0, \\ \chi_2 + \gamma_3 \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - S_9 \right) \chi_2^{0,5} - \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 + 2 S_9 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - S_9^2 \Big|_{\chi_2=\hat{\chi}_2} = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Розв'язуючи квадратні рівняння системи (5) отримаємо:

$$\begin{cases} \hat{S}_9 = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - \chi_2^{0,5} \gamma_3^{-1} + \gamma_3^{-1} \sqrt{-\gamma_3^2 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 + \gamma_3^2 \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v \right)^2 + (1 + \gamma_3^2) \chi_2}, \\ \hat{\chi}_2 = \frac{1}{2} \left[2 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 + S_9^2 (2 + \gamma_3^2) - S_9 (2 + \gamma_3^2) + 16 \gamma_3^2 + (S_9 - 4) \gamma_3 \times \right. \\ \left. \times \sqrt{4 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 + S_9^2 (4 + \gamma_3^2) - 8 S_9 (4 + \gamma_3^2) + 16 \gamma_3^2} \right]. \end{cases} \quad (6)$$

Оцінки (6) вибрані так, що кількість добутої інформації, для них серед розв'язків системи рівнянь (5) є найбільшою.

Зі збільшенням степеня стохастичного полінома виникає можливість більш повно використовувати статистичні характеристики негауссівської завади. Тому розглянемо знаходження оцінки параметра ϑ при усіченій оцінці χ_2 при степені полінома $s = 3$.

Відповідно до методу максимізації усіченого стохастичного полінома коефіцієнт $h_{3(3)[2]}(\vartheta, \chi_2)$ прирівнюємо до нуля. Тоді система рівнянь (2) для степеня стохастичного полінома $s = 3$ запишеться так:

$$\begin{cases} h_{1(3)[1]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v - m_1] + h_{2(3)[1]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^2 - m_2] + h_{3(3)[1]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^3 - m_3] \Big|_{\vartheta=\hat{\vartheta}} = 0, \\ h_{1(3)[2]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v - m_1] + h_{2(3)[2]}(\vartheta, \chi_2) \sum_{v=1}^n [x_v^2 - m_2] \Big|_{\chi_2=\hat{\chi}_2} = 0, \end{cases} \quad (7)$$

де вагові коефіцієнти $h_{1(3)[1]}(\vartheta, \chi_2)$, $h_{2(3)[1]}(\vartheta, \chi_2)$, $h_{3(3)[1]}(\vartheta, \chi_2)$ та $h_{1(3)[2]}(\vartheta, \chi_2)$, $h_{2(3)[2]}(\vartheta, \chi_2)$ знаходяться з розв'язку систем лінійних алгебраїчних рівнянь (2) при степені $s = 3$.

Наведемо кінцеві вирази для зазначених вагових коефіцієнтів:

$$\begin{aligned} h_{1(3)[1]}(\vartheta, \chi_2) &= \frac{1}{\Delta_{(3)}} \frac{dS_9}{d\vartheta} \chi_2^4 \left(3S_9^2 \gamma_3 (6\gamma_3 + \gamma_5) + 6S_9 \chi_2^{0,5} \gamma_3 (2 + 3\gamma_3^2) + \right. \\ &\quad \left. + \chi_2 (12 - 36\gamma_3^2 - \gamma_5^2 - 15\gamma_3 \gamma_5) \right), \\ h_{2(3)[1]}(\vartheta, \chi_2) &= -\frac{3}{\Delta_{(3)}} \frac{dS_9}{d\vartheta} \chi_2^4 \gamma_3 \left(S_9 (6\gamma_3 + \gamma_5) + \chi_2^{0,5} (2 + 3\gamma_3^2) \right), \\ h_{3(3)[1]}(\vartheta, \chi_2) &= \frac{1}{\Delta_{(3)}} \frac{dS_9}{d\vartheta} \chi_2^4 \gamma_3 (6\gamma_3 + \gamma_5), \\ h_{1(3)[2]}(\vartheta, \chi_2) &= -\frac{\chi_2}{\Delta_{(3)}} (2S_9 + \chi_2^{0,5} \gamma_3), \quad h_{2(3)[2]}(\vartheta, \chi_2) = \frac{\chi_2}{\Delta_{(3)}}, \end{aligned} \quad (8)$$

де $\Delta_{(3)}$ – об'єм тіла розміром 3, асиметричної випадкової величини другого типу першого виду, вираз для якого можна записати так:

$$\Delta_{(3)} = \chi_2^6 (12 - 24\gamma_3^2 - 9\gamma_3^4 - \gamma_5^2 - 12\gamma_3 \gamma_5).$$

Підставляючи отримані коефіцієнти (8) у вираз (7) отримаємо кубічне рівняння відносно S_9 та квадратне рівняння відносно χ_2 :

$$\begin{cases} z_{3(3)[1]}S_9^3 + z_{2(3)[1]}S_9^2 + z_{1(3)[1]}S_9 + z_{0(3)[1]} \Big|_{9=\hat{\vartheta}} = 0, \\ \chi_2 + \gamma_3 \left(\frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - S_9 \right) \sqrt{\chi_2} - \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 + 2S_9 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - S_9^2 \Big|_{\chi_2=\hat{\chi}_2} = 0, \end{cases}$$

де

$$\begin{aligned} z_{0(3)[1]} &= \gamma_3(6\gamma_3 + \gamma_5) \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^3 - 3\chi_2^{0,5} \gamma_3 (2 + 3\gamma_3^2) \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 \\ &\quad + \chi_2 (12 - 36\gamma_3^2 - \gamma_5^2 - 15\gamma_3\gamma_5) \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v + \chi_2^{1,5} \gamma_3 (6 + 3\gamma_3^2 - \gamma_3\gamma_5), \\ z_{1(3)[1]} &= -\gamma_3 3(6\gamma_3 + \gamma_5) \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v^2 + 6\chi_2^{0,5} \gamma_3 (2 + 3\gamma_3^2) \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v - \chi_2 (12 - 36\gamma_3^2 - \gamma_5^2 - 15\gamma_3\gamma_5), \\ z_{2(3)[1]} &= 3\gamma_3 \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_v (6\gamma_3 + \gamma_5) - 3\chi_2^{0,5} \gamma_3 (2 + 3\gamma_3^2), \quad z_{3(3)[1]} = -\gamma_3 (6\gamma_3 + \gamma_5). \end{aligned}$$

Аналітичний спосіб знаходження оцінки $\hat{\vartheta}$ з аналогічної системи рівнянь детальніше розглянутий в роботі [3].

Висновки. Головний науковий результат даної роботи полягає в тому, що використовуючи метод максимізації усіченого стохастичного полінома для оцінювання дисперсії завади, при спільній оцінці параметра постійного сигналу, ми отримуємо значно спрощені алгоритми для знаходження оцінок порівняно з використанням методу максимізації полінома. Тому навіть при збільшенні степеня стохастичного полінома, синтезуються алгоритми, які не викликають надмірної складності для практичної реалізації.

Також аналізуючи отримані результати, можна зробити висновок, що отримані оцінки параметра корисного сигналу, при усіченому оцінюванні дисперсії асиметричної завади другого типу першого виду залежать, як від вибіркового статистик, так і від параметрів даної асиметричної завади, що в даному випадку представлена кумулянтном другого порядку та кумулянтними коефіцієнтами третього та п'ятого порядків. При цьому, з ростом степеня стохастичного полінома можна більш повно використовувати статистичні характеристики негауссівської завади і за рахунок цього підвищувати ефективність оцінок параметра корисного сигналу при усіченому оцінюванні дисперсії завади.

Література

1. Кунченко Ю.П. Полиномиальные оценки параметров близких к гауссовским случайных величин. Часть 1. Стохастические полиномы, их свойства и применение для нахождения оценок параметров. – Черкассы: ЧИТИ, 2001. – 133 с.
2. Кунченко Ю.П. Метод максимизации усеченного стохастического полинома // Труды 8-ой Международной научно-практической конференции "Системы и средства передачи и обработки информации" (ССПОИ 2004). Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2004. – С. 153-155.
3. Лега Ю.Г., Гончаров А.В., Філіпов В.В. Спільне оцінювання інформативного параметра постійного сигналу при усіченому оцінюванні дисперсії асиметричної завади першого типу першого виду // Вісник ЧДТУ. – 2008. – № 1. – С. 50-56.

АМПЛИТУДНОЕ МОНОИМПУЛЬСНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА СИГНАЛА ПРИ ЧАСТОТНО-МНОГОЛУЧЕВОМ ЗОНДИРОВАНИИ ПРОСТРАНСТВА

Багдасарян С.Т., Васильев В.А., Хачатуров В.Р.
ГП МО Украины «НИИ РЭТ»,

Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба
61166, Харьков, ул. Сумская 77/79, тел. (057) 704-96-07,

E-mail: vasvadan@mail.ru

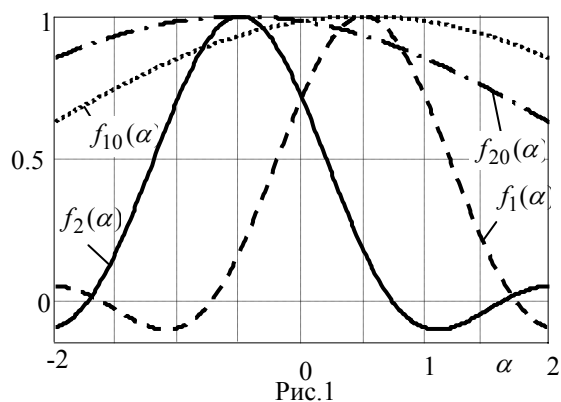
The synthesis of algorithms of multichannel angular nontracking meters and results of analysis of parameters of their accuracy are given with reference to radio engineering systems with the frequency-multibeam sensing of space. It is shown, that use of redundant information of reception channels with near-omnidirectional characteristics allows to measure an angle of signal arrival at the fixed and rotatable antenna, and increases accuracy of its measurement.

В настоящее время находят применение различные радиотехнические системы с частотно-многолучевыми (ЧМ) антеннами. Каждому лучу соответствует своя частота излучения и приема. Известно, что вследствие зависимости эффективной площади цели от частоты ее облучения отраженные сигналы в смежных частотных каналах приема имеют случайные и независимые амплитуды и фазы [1,3]. Моноимпульсные (многоканальные) методы измерения направления прихода таких сигналов, исследованы недостаточно. Их теория и техника нуждается в развитии.

Известен метод определения высоты цели в РЛС с ЧМ антенной решеткой (АР) за счет излучения импульсов различных частот и приема отраженных сигналов отдельными каналами [2]. Однако в [2] отсутствуют сведения об операциях совместной обработки сигналов. Подобная обработка (сравнение) сигналов, принятых линейной в вертикальной плоскости ЧМ АР при ее вращении по азимуту, описана в [3]. Здесь угол места (высота) цели определяется путем сравнения длительностей сигналов (пачек импульсов), принятых двумя смежными лучами. Такой метод определения угла места цели, как разновидность амплитудного моноимпульсного, является сравнительно простым. Но среднеквадратические ошибки измерения угла места цели получаются большими – 0,3... 0,15 ширины луча на дальностях 50...100 км. Кроме того, при неподвижной АР исключается возможность измерения угла места цели. Все это приводит к необходимости разработки новых многоканальных измерителей, использующих ЧМ АР.

Цель – разработка и анализ алгоритмов амплитудных многоканальных измерителей направления прихода сигнала при ЧМ зондировании пространства.

Оценивание направления прихода сигнала при ЧМ зондировании пространства. Пусть в режимах излучения и приема антенная решетка формирует две частотно-



разнесенные в пространстве характеристики направленности (ХН) $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$ (рис. 1). Значения α указаны в долях ширины луча. Отраженные на разных частотах сигналы отличаются по интенсивности и имеют независимые и случайные амплитудные множители и начальные фазы [1]. Плотности распределения начальных фаз сигналов задаются равномерными на интервале $(0, 2\pi)$, а амплитудных множителей – релеевскими. Тогда логарифм отношения правдоподобия (ОП) $\ln l = \ln l_1 + \ln l_2$ определяется через аналогичные статистики каналов

приема [1]

$$\ln l_{1,2} = \frac{1}{2} |Z_{1,2}|^2 \cdot f_{1,2}^2(\alpha) + const, \quad |Z_{1,2}| = \frac{1}{N_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} Y_{1,2}(t) X^*(t) dt \right|, \quad (1)$$

где $|Z_{1,2}|$ – модульные значения весовых (корреляционных) интегралов временной обработки первого и второго каналов; $Y_{1,2}(t)$ – комплексные амплитуды колебаний, принимаемых первым и вторым каналами; $X(t)$ – комплексная амплитуда ожидаемого сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности внутреннего шума.

С учетом (1) и дополнения выражения ОП до квадрата суммы оценка направления прихода сигнала определяется из уравнения правдоподобия [4]

$$d[|Z_1| \cdot f_1(\alpha) + |Z_2| \cdot f_2(\alpha)]/d\alpha = 0 \quad \text{при } \alpha = \hat{\alpha}_y. \quad (2)$$

В окрестности направления настройки смежных лучей $\alpha = \hat{\alpha}_0 = 0$ характеристики $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$ представим первыми тремя членами ряда Тейлора. Используя это в (2), находим алгоритм синтеза дискриминатора в виде [4]

$$\Delta_{\Delta 1} \equiv \ln(|Z_1|) - \ln(|Z_2|) \quad (3)$$

или

$$\Delta_1 = (|Z_1| - |Z_2|) / (|Z_1| + |Z_2|). \quad (4)$$

При регулярности измерения направления прихода α_c сигналов с фиксированными амплитудными множителями b_{c1} и b_{c2} в (4) и (5) модульные значения $|Z_1|$ и $|Z_2|$ можно заменить их сигнальными составляющими $|Z_{1,2}| \approx |Z_{c1,2}| = b_{c1,2} \cdot q_0^2 \cdot f_{1,2}^2(\alpha_c)$, где q_0^2 – параметр обнаружения для одного канала при $f_{1,2}(\alpha_c) = 1$. Тогда из (4) при $b_{c1} = b_{c2}$ и $\alpha_c = 0$ получим несмещенное значение нуля ДХ. Если $b_{c1} \neq b_{c2}$ и $\alpha_c = 0$, выходные эффекты дискриминаторов $\Delta_{\Delta 1} \neq 0$, $\Delta_{\Delta 1} \neq 0$, т.е. оценка является смещенной. Величина смещения зависит от соотношения интенсивностей сигналов и часто оказывается превалирующей ошибкой. Так, для $b_{c2}/b_{c1} = 4$ и $b_{c2}/b_{c1} = 10$ величина смещения соответственно составляет 0,24 и 0,36 ширины луча.

Алгоритмы несмещенной оценки. Получаются с использованием избыточной информации, которая формируется в результате дополнительного введения в состав измерителя угла двух антенно-приемных каналов со слабонаправленными и частотно-разнесенными в пространстве характеристиками $f_{10}(\alpha)$ и $f_{20}(\alpha)$ (рис. 1). Эти антенно-приемные каналы позволяют по аналогии (1) вычислить достаточные статистики $|Z_{10}|$ и $|Z_{20}|$. Заменяя в (3) и (4) $|Z_1|$ нормированной статистикой $|Z_1|/|Z_{10}|$, а $|Z_2|$ – статистикой $|Z_2|/|Z_{20}|$, получим:

$$\Delta_{\Delta} = \ln(|Z_1|/|Z_{10}|) - \ln(|Z_2|/|Z_{20}|), \quad (5)$$

$$\Delta = (|Z_1|/|Z_{10}| - |Z_2|/|Z_{20}|) / (|Z_1|/|Z_{10}| + |Z_2|/|Z_{20}|) \quad (6)$$

Несмещенную оценку $\hat{\alpha}_p$ можно также определить на основе использования двух смещенных, в общем случае, оценок $\hat{\alpha}$ и $\hat{\alpha}_{10}$. Оценка $\hat{\alpha}$ находится согласно (4) по выходу дискриминатора с остронаправленными $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$, а оценка $\hat{\alpha}_{10}$ – по выходу дискриминатора

$$\Delta_2 = (|Z_{10}| - |Z_{20}|) / (|Z_{10}| + |Z_{20}|) \quad (7)$$

со слабонаправленными $f_{10}(\alpha)$ и $f_{20}(\alpha)$ характеристиками.

На рис. 2 согласно (4) и (7) приведены несмещенные $\Delta_1 = \Delta_1(\alpha)$, $\Delta_2 = \Delta_2(\alpha)$ и смещенные $\Delta_1 = \Delta_1'(\alpha)$, $\Delta_2 = \Delta_2'(\alpha)$ ($b_{c2}/b_{c1} = 4$) дискриминаторные характеристики. Они отличаются по крутизне, ширине рабочего участка и величине смещения. Направление прихода сигнала α_{c1} обозначено стрелкой. В случае равенства интенсивностей сигналов разных частот ($b_{c1}/b_{c2} = 1$) оценки $\hat{\alpha}_y$ и $\hat{\alpha}_{y0}$ определяются по несмещенным ДХ $\Delta_1(\alpha)$,

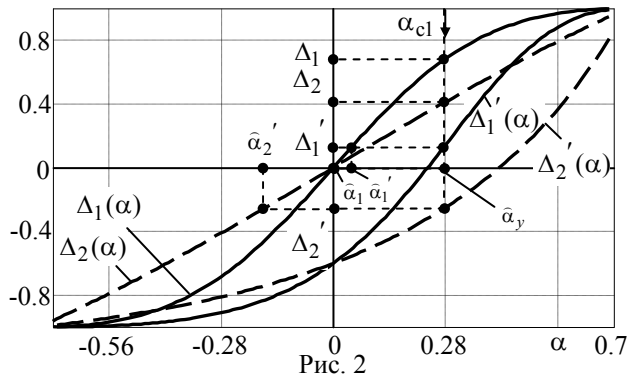


Рис. 2

$\Delta_2(\alpha)$. Если $b_{c1}/b_{c2} \neq 1$, то оценки $\hat{\alpha}_y = \hat{\alpha}_1'$ и $\hat{\alpha}_{y0} = \hat{\alpha}_2'$ определяются по выходным эффектам Δ_1' и Δ_2' смещенных ДХ (рис.2). Оценки $\hat{\alpha}_1'$ и $\hat{\alpha}_2'$ не совпадают и существенно отличаются от направления прихода сигнала α_{c1} . Однако, используя $\hat{\alpha}_1'$ и $\hat{\alpha}_2'$, а также эталонные несмещенные ДХ $\Delta_1(\alpha)$ и $\Delta_2(\alpha)$, в линейном приближении можно найти несмещенную оценку [5]

$$\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}_1' + (\hat{\alpha}_1' - \hat{\alpha}_2') \quad (8)$$

Анализ эффективности алгоритмов (3)...(8). Проводится по величине среднеквадратической ошибки (СКО) или полной ошибки, включающей СКО и смещение $\hat{\alpha}_{см}$, оценивания направления прихода сигнала в пределах всего рабочего участка ДХ. Аналитический расчет ошибок при этом усложняется, поэтому они определяются по результатам математического моделирования. Последнее проводилось для измерителей с линейными АР, излучатели которых размещены с постоянным шагом $d = \lambda/2$. Остронаправленные ХН формируются при числе излучателей $M = 63$, а слабонаправленные – при $M_{сн} = 7 \dots 15$. Параметр обнаружения $q_0 = 38$ для остронаправленных и $q_{01} = 19$ – для слабонаправленных характеристик.

На рис. 3 приведены зависимости СКО оценки от направления прихода сигнала α для алгоритмов (4), (5) и (6) при $M = 63$, $M_{сн} = 15$ и $b_{c1} = b_{c2} = 1$. Имеет место некоторое увеличение СКО σ_L и σ алгоритмов с нормированием статистик (5), (6) относительно

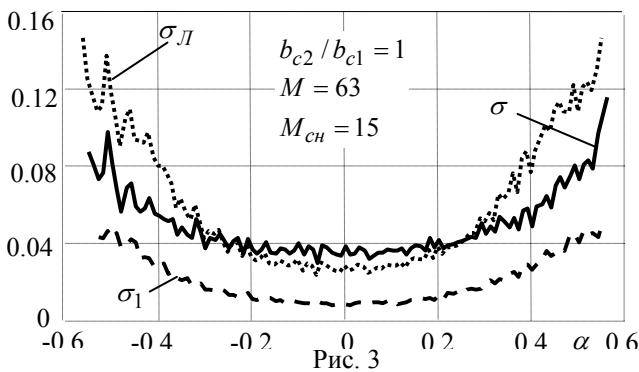


Рис. 3

СКО σ_1 алгоритма без нормирования (4). Для всех алгоритмов наблюдается увеличение СКО по краям рабочего участка ДХ, что объясняется уменьшением крутизны ДХ и ослаблением сигнала АР при излучении и приеме. Для разных интенсивностей сигналов в каналах приема ($b_{c1} = 1$, $b_{c2} = 4$) зависимости СКО оценки показаны на рис. 4. Значения СКО особенно малы для $\alpha > 0.3$, что обусловлено увеличением интенсивностей сигналов, принятых каналами с ХН $f_2(\alpha)$ и $f_{20}(\alpha)$. Оценка $\hat{\alpha}$ согласно (4) в данном случае является смещенной ($\hat{\alpha}_{см} = 0.24$, рис.2) и полная ошибка ε_1 превышает 0,24 ширины луча, что намного больше σ_L и σ . С ростом отношения интенсивностей сигналов каналов приема выигрыш в точности алгоритмов (5) и (6) увеличивается.

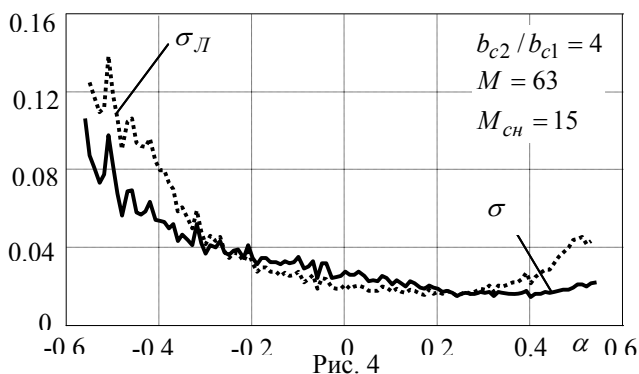


Рис. 4

Алгоритм (8) является эффективным при совпадении знаков направлений прихода сигнала и смещения оценок. Кроме того, оценка $\hat{\alpha}_p$ получена для условия, когда она соответствует линейным участкам несмещенных и смещенных ДХ. При больших смещениях ДХ последнее условие может нарушаться и привести к увеличению ошибок измерения. На рис. 5 показана зависимость полной ошибки измерения $\varepsilon(\alpha)$ оценки (8): кривая 1

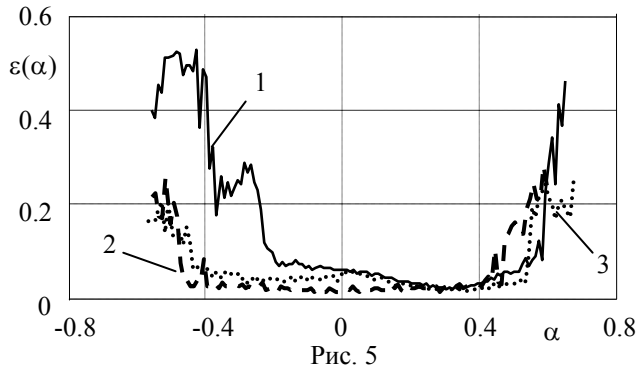


Рис. 5

для $b_{c2}/b_{c1}=4$, а кривая 2 для $b_{c2}/b_{c1}=1$. При относительно большом смещении ($\alpha_{см} > 0.24$) ошибка оценки (8) увеличивается. Область $\alpha < 0$ с относительно большой ошибкой оценивания соответствует нелинейным участкам смещенных ДХ.

Этот недостаток можно устранить, используя априорную информацию в виде зависимости смещения нуля ДХ $\Delta_1(\alpha)$ от известного отношения ин-

тенсивностей сигналов. С учетом этого можно изменить интенсивность сигнала одного из каналов приема в k раз и преобразовать ДХ (4) и (7) к виду [5]

$$\Delta_1'' = (|Z_1| - |Z_2|/k) / (|Z_1| + |Z_2|/k), \quad \Delta_2'' = (|Z_{10}| - |Z_{20}|/k) / (|Z_{10}| + |Z_{20}|/k). \quad (9)$$

По значениям Δ_1'' , Δ_2'' и приведенной выше методике найдем оценки $\hat{\alpha}_1''$, $\hat{\alpha}_2''$ и определим смещение результирующей оценки $\alpha_{см}'' = \hat{\alpha}_1'' - \hat{\alpha}_2''$. Используя $\alpha_{см}''$, определим отношение интенсивностей сигналов η и найдем результирующую оценку направления прихода сигнала по ДХ

$$\Delta_1''' = (|Z_1| - |Z_2|/(\eta \cdot k)) / (|Z_1| + |Z_2|/(\eta \cdot k)). \quad (10)$$

Алгоритм (10) приближается к (4) при условии равных интенсивностей сигналов. Это позволяет значительно повысить точность результирующей оценки, что подтверждается результатами математического моделирования (рис. 5, кривая 3). Здесь кривая 3 близка к аналогичным кривым (рис.4), полученным для нормированных статистик (7) и (8).

Выводы. 1. Получены новые алгоритмы многоканального неслепящего измерения направления прихода пространственно-некогерентного сигнала при частотно-многолучевом зондировании пространства и независимых начальных фазах и амплитудах сигналов в каналах приема, которые эффективны как при вращении, так и неподвижности АР.

2. Предложены методы существенного ослабления влияния различий интенсивностей сигналов в каналах приема на точность измерения угла, которые могут быть реализованы дополнительным введением в состав измерителя двух антенно-приемных каналов со слабо направленными характеристиками. Эффективность предложенных методов показана на основе расчетов и математического моделирования.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е. - Под ред. Я. Д. Ширмана. - М.: Радиотехника, 2007.
2. Справочник по радиолокации: т4. - Под ред. М. Сколника. - М.: Сов. Радио, 1978.
3. Гриб Д. А., Голованов В.П., Климченко В.Й., та ін. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Ж6: Навчальний посібник. Частина 1. Х: ХУПС, 2007.
4. Багдасарян С.Т., Хачатуров В.Р., Васильев В.А. - Многоканальное измерение направления прихода сигнала при частотно-многолучевом зондировании пространства. - Х.: Прикладная радиоэлектроника, 2008, том 7, №1.
5. Васильев В.А. - Поліпшення характеристик пеленгації багатоканальної радіосистеми при частотно-багатопробному зондуванні простору. - Системи озброєння та військова техніка. - Х: ХУПС, 2008, Вип. 1(13).

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВ МЕСТА МАЛОВЫСОТНЫХ ЦЕЛЕЙ МНОГОЧАСТОТНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС НАД НЕРОВНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ РАЗДЕЛА

Педенко Ю.А.

Институт радиофизики и электроники им. Усикова А.Я.
Национальной Академии Наук Украины
61085, г. Харьков, ул. ак. Проскуры 12, тел. (057) 720-33-33,
E-mail: pedenko@ire.kharkov.ua; факс (057) 315-21-05

By statistical computer simulation it is learned, that use of monopulse radar at work with three separated frequencies allows considerably, up to several times, to reduce low-altitude target elevation errors at difference of side frequencies no more than 10-20% from central frequency.

Введение. Радиолокационное сопровождение маловысотных целей происходит в условиях многолучевого распространения, связанного с отражением радиоволн от поверхности суши или моря. Многолучевые сигналы, поступаая на вход приёмного устройства РЛС наряду с прямыми сигналами от цели, приводят к ошибкам измерения координат цели, в частности угла места, а также способствуют срыву автосопровождения цели.

Известно, что в случае преимущественно зеркального характера отражений радиолокационных сигналов от гладкой поверхности величина и знак ошибки углового дискриминатора РЛС зависит от разности фаз прямого и зеркально отражённого сигналов. В связи с этим, используя для каждого положения цели сигнал ошибки, полученный путём усреднения по нескольким фазам, можно ожидать уменьшения ошибки измерения угла места. Реализовать такое усреднение можно при работе РЛС одновременно на нескольких разнесенных рабочих частотах излучения.

При диффузном отражения при работе на нескольких частотах следует ожидать уменьшения корреляции принимаемых сигналов, а следовательно и сигналов ошибки, с увеличением разноса частот РЛС.

В условиях смешанного характера отражения оба этих фактора при соответствующем способе формирования сигнала ошибки могут позволить снизить ошибки измерения угла места.

В последние годы вследствие совершенствования усилителей СВЧ появилась возможность работы РЛС одновременно на нескольких частотах в полосе частот до 20-30% от центральной рабочей частоты [1]. Это позволяет осуществить многочастотное измерение угла места цели на практике.

Настоящая работа ставит своей задачей дать оценку ожидаемого улучшения точности ошибок измерений углов места маловысотных целей при одновременном использовании РЛС нескольких рабочих частот.

Методика исследований. Исследования проводились путём численного статистического моделирования на ЭВМ с использованием модели поля, разработанной нами [2] на основе теории "блестящей" поверхности [3].

На первом этапе вычислялся набор комплексных структур поля в раскрыве вертикальной эквидистантной линейной решётки, создаваемых имитатором цели, представляющим изотропный источник излучения, расположенным над неровной поверхностью раздела. Вычисление реализаций поля проводилось на трёх равноудалённых частотах с разнесением между крайними частотами $2\Delta f/f_0 = 4, 8, 12$ и 16%. При дальнейшем изложении предполагается, что такие величины и характеристики как разность фаз, минимум либо максимум поля, экстремум поля относятся к центральной частоте (либо длине волны).

Исходные данные для моделирования: длина волны $\lambda_0 = 3,2$ см, вертикальный размер решётки – 2,5 м (156 элементов с расстоянием между ними $\lambda_0/2$), ширина суммарной диаграммы направленности $\Theta_{0,5} = 17,5$ мрад (около 1°), уровень боковых лепестков не

более минус 31 дБ, высота РЛС над поверхностью раздела 12 м, дистанция 2 км, среднеквадратическое значение угла наклона неровностей поверхности раздела (в данном случае моря) $0,05$ рад, углы места источника излучения $\varepsilon_{\text{ист}} = (0,2 - 0,5) \Theta_{0,5}$.

С целью исследования зависимостей ошибок измерения от разности фаз прямого и зеркального сигналов, фаза отражения от поверхности искусственно задавалась так, чтобы в центре решётки на центральной частоте обеспечить набор разностей $\Delta\varphi_0 = 0, 20, 40 \dots 180^\circ$. Такой набор при строгом подходе можно было бы получить путём определённых вариаций геометрии трассы, например за счёт изменения высоты РЛС, однако это затруднило бы интерпретацию результатов. Следует также учесть, что статистики ошибок измерения угла места, полученные при некоторой разности фаз $\Delta\varphi_0$, действительны и при разностях $\pm\Delta\varphi_0 + 2\pi m$, где m – любое целое число.

Высоты неровностей поверхности раздела были подобраны так, чтобы для каждой геометрии трассы распространения обеспечить ряд взаимосвязанных пар значений коэффициентов диффузного ρ_d /зеркального ρ_s отражения: $0,10/0,93$, $0,20/0,81$, $0,30/0,65$, $0,36/0,50$. Количество статистически независимых реализаций для каждого сочетания параметров трассы и разности фаз было выбрано равным десяти тысячам для каждой из рабочих частот.

На втором этапе моделировалось измерение угла места с использованием моноимпульсного амплитудного суммарного-разностного метода в режиме автосопровождения. Сигнал угловой ошибки формировался в виде суммы действительных частей отношений разностных сигналов к суммарным на всех трёх рабочих частотах. Для каждой реализации поля измерение угла места осуществлялось независимо от предшествующих измерений и выполнялось следующим образом: равносигнальная ось антенны РЛС устанавливалась под углом места $0,5 \Theta_{0,5}$ относительно горизонта, затем в соответствии со знаком сигнала угловой ошибки моделировалось движение оси до изменения знака сигнала ошибки. Угол места равносигнальной оси, при котором сигнал ошибки обращался в ноль, принимался за измеренный угол места цели.

На третьем этапе выполнялась статистическая обработка полученных результатов.

Результаты исследований. Рассмотрим зависимости средних ошибок измерения угла места от разности фаз между прямым и зеркальным сигналами.

Первая особенность этих зависимостей состоит в том, что при увеличении разности частот наблюдается существенное уменьшение (до нескольких раз) абсолютных значений средних ошибок, особенно в экстремумах поля, при всех использованных при моделировании параметров неровностей поверхности раздела. В минимумах поля это уменьшение ярко выражено во всём диапазоне исследуемых углов места, а в максимуме – при углах места более $0,3 \Theta_{0,5}$. Это хорошо видно, например, из рис. 1, а ($\varepsilon_{\text{ист}} = 0,2 \Theta_{0,5}$) и рис. 2, а ($\varepsilon_{\text{ист}} = 0,4 \Theta_{0,5}$), полученных при коэффициенте зеркального отражения $0,5$.

Вторая особенность состоит в том, что с ростом разности частот изменяется монотонный характер изменения средних ошибок, присущий одночастотному варианту РЛС, при котором изменение средних ошибок происходит от отрицательных значений в максимуме поля ($\Delta\varphi_0 = 0^\circ$) к положительным в минимуме ($\Delta\varphi_0 = 180^\circ$).

При достаточно большом разности частот ошибки измерения в экстремумах поля могут изменить знак на противоположный. Из рис. 2, а видно, что при угле места $0,4 \Theta_{0,5}$ такая ситуация наступает в промежутке разности частот $12 - 16\%$. При угле места $0,5 \Theta_{0,5}$ это происходит раньше, в промежутке $8 - 12\%$. Анализ полученных зависимостей показывает, что при этом и в остальной области разности фаз наблюдается наименьшее отклонение кривой средних ошибок от нулевой линии.

На рис. 1,б и 2,б приведены среднеквадратические отклонения ошибок в функции разности фаз. Здесь также наблюдается их снижение достигающее нескольких раз по

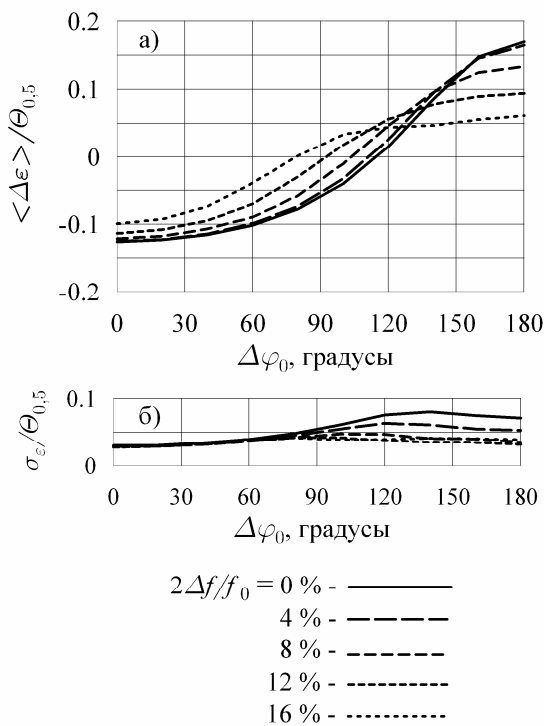


Рисунок 1. Ошибки измерения в функции разности фаз при $\varepsilon_{\text{ист}} = 0,2 \Theta_{0,5}$; $\rho_d = 0,36$, $\rho_s = 0,5$: а) - средние ошибки; б) – среднеквадратичные отклонения ошибок

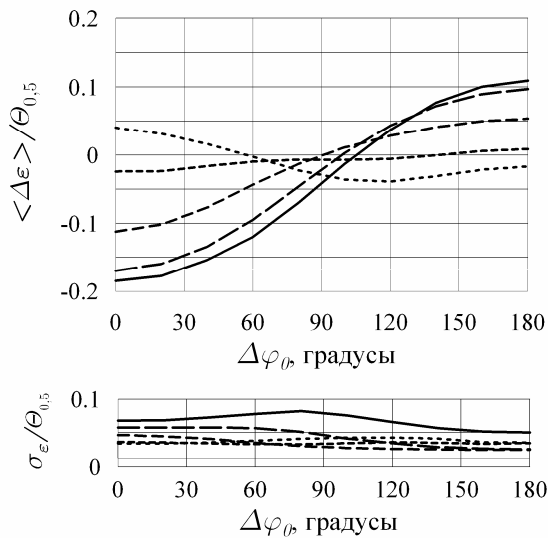


Рис. 2. Ошибки измерения в функции разности фаз при $\varepsilon_{\text{ист}} = 0,4 \Theta_{0,5}$; $\rho_d = 0,36$; $\rho_s = 0,5$: а) - средние ошибки; б) – среднеквадратичные отклонения ошибок; (условные обозначения как на рис. 1)

разносах между крайними частотами не более 10...20%, освоенными современной техникой СВЧ.

сравнению с одночастотным режимом работы. При этом оно наблюдается при тех же условиях, при которых описано выше снижение средних ошибок.

Наиболее общее представление об эффективности многочастотного режима работы можно получить, используя для анализа зависимости среднеквадратичных ошибок $\varepsilon_{\text{ист}}$ от разности крайних частот, полученных путём усреднения по всему ансамблю разностей фаз между прямым и зеркальным сигналом на интервале $0 \dots 2\pi$. Эти зависимости приведены на рис. 3, а-в.

Как видно из графиков, с увеличением коэффициента зеркального отражения эффективность многочастотного режима возрастает. При достаточно больших разносах частот (рис. 3, в, и рис. 4, в) величина ошибок становится практически независимой от величины неровностей поверхности. Начиная с угла места $0,3 \Theta_{0,5}$ уменьшение среднеквадратичных ошибок составляет 2-5 и более раз.

Выводы. С использованием разработанной ранее модели поля многолучевого сигнала над взволнованной морской поверхностью [2] выполнено статистическое компьютерное моделирование моноимпульсного метода измерения угла места маловысотных целей с использованием суммарно-разностной амплитудной РЛС. Особенность измерений состояла в том, что для формирования сигнала ошибки использовалось усреднение ошибок, полученных на трёх разнесенных рабочих частотах.

Установлено, что работа на трёх частотах позволяет существенно, до нескольких раз, уменьшить ошибки измерения угла места маловысотных целей при

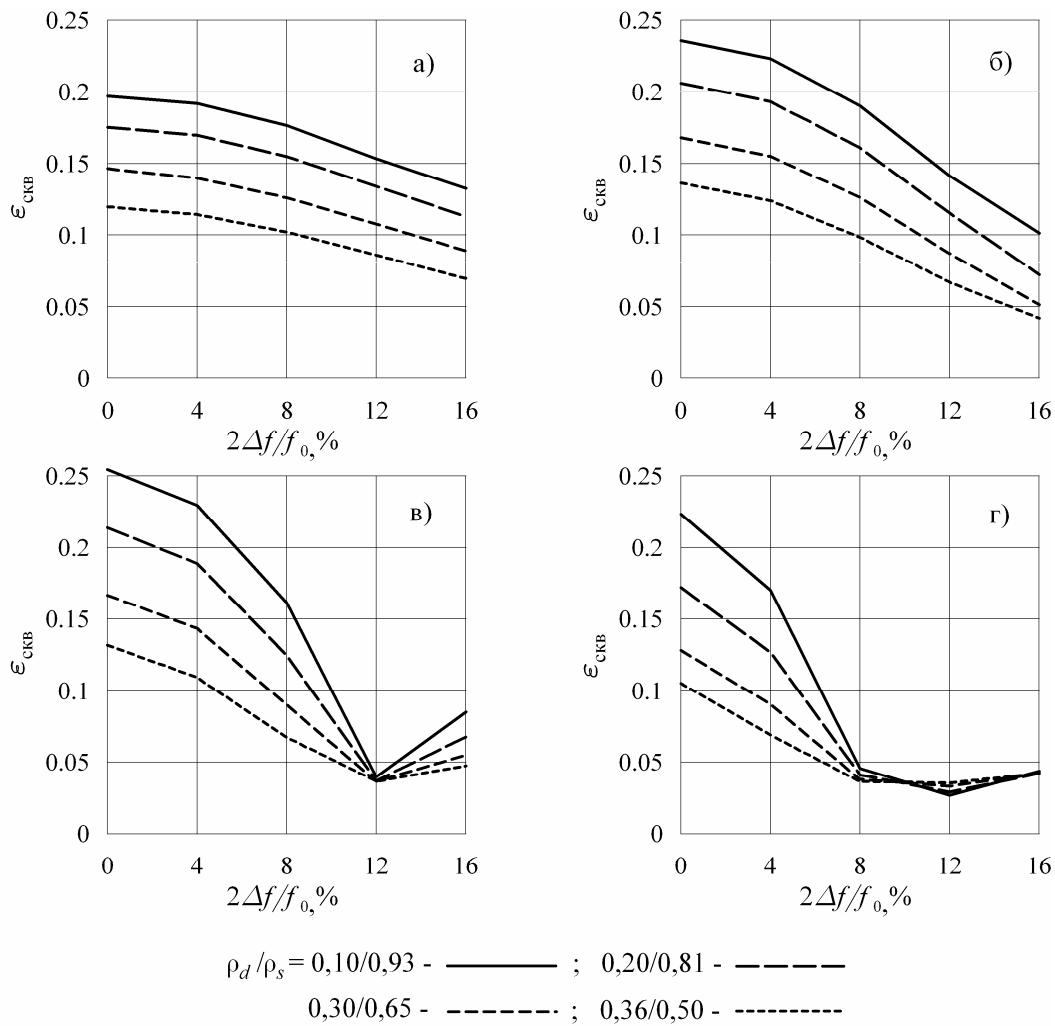


Рис. 3. Зависимость среднеквадратичных ошибок измерения угла места:

а) $\varepsilon_{\text{ист}} = 0,2 \Theta_{0,5}$; б) $0,3 \Theta_{0,5}$; в) $0,4 \Theta_{0,5}$; г) $0,5 \Theta_{0,5}$

Литература

1. De Nek A.P. e Hunneman P.A.H. Small sized high-gain PHEMT high-power amplifiers for X-BAND applications // Proc. Gallium Arsenide applications symposium. GAAS 2000, 2-6 october 2000, Paris. – P. 221-223.
2. Разказовский В.Б., Педенко Ю.А. Модель поля миллиметровых и сантиметровых волн над морем для исследования методов измерения углов места низколетящих целей// Радиофизика и электроника. -Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2003. – 8, №1. – С. 22-23.
3. Веckman P., Spizzichino A. The scattering of electromagnetic wave from rough surface. – London: Pergamon press, 1963. – 303 p.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ НА ТЛІ НЕГАУССІВСЬКИХ АСИМЕТРИЧНО-ЕКСЦЕСНИХ ЗАВАД II-ГО ТИПУ 2 ВИДУ

Палагін В.В., Куликов Д.В.

Черкаський державний технологічний університет
18006, Черкаси, бул. Шевченка 460, тел./факс. (0472) 730261

E-mail: palahin@yahoo.com, pochtakdv@mail.ru

The paper is devoted to application of method of polynomial maximization, which is based on a moment-cumulant description of random variables for finding estimations of radio signal informative parameters, which are received on a background Non-Gaussian noise for unequal distributed sample values. It is shown that nonlinear processing and taking into account non-Gaussian distribution of random variables, lets decrease variance of informative parameters estimations

В радіотехніці, радіолокації, гідроакустиці та системах зв'язку прийнятий сигнал являє собою адитивну суміш корисного сигналу та деякої завади, і тому постає проблема виділення інформативного параметра корисного сигналу з прийнятої суміші. Для вирішення даної задачі існують добре відомі методи, які набули свого основного практичного застосування для гауссівських моделей сигналів та завад. Це, зокрема, метод моментів, метод найменших квадратів, метод максимальної правдоподібності, тощо.

Для негауссівських моделей, що більш точно описують реальний сигнал, використання вказаних методів викликає певні труднощі, на відміну від методу максимізації полінома (метод Кунченко), що добре зарекомендував себе в цій області.

Метою даної роботи є синтез алгоритмів оцінки параметрів зашумлених радіосигналів при неоднаково розподілених вибіркових значеннях. В якості математичного апарату використовується метод максимізації полінома, що базується на моментно-кумулянтному описі випадкових величин.

Нехай протягом періоду $[0, T]$ спостерігається сигнал $\xi(t)$, що являє собою адитивну суміш корисного радіосигналу $S(t)$ і негауссівської завади $n(t)$, тобто

$$\xi(t) = S(t) + n(t). \quad (1)$$

В даному випадку в якості завади $n(t)$ розглядається асиметрична завада II-го типу 2-го виду з нульовим математичним сподіванням, дисперсією χ_2 , коефіцієнтом асиметрії γ_3 та кумулянтним коефіцієнтом шостого порядку γ_6 , а корисним сигналом будемо вважати радіосигнал $S(t) = Ae_v \cos(\omega\Delta_v + \varphi)$, де e_v - огибаюча радіосигнала.

Нехай з сигналу $\xi(t)$ (1) добувається вибірка об'ємом n незалежних вибіркових значень $\vec{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, які будуть неоднаково розподілені і матимуть вид

$$x_v = S_{(\vartheta)_v} + n_v, \quad (2)$$

де $S_{(\vartheta)_v} = Ae_v \cos(\omega\Delta_v + \varphi) = As_{(\vartheta)_v}$.

В якості інформативного параметра ϑ радіосигналу виступає його амплітуда A , частота ω і фаза φ . Необхідно синтезувати алгоритми оцінки інформативного параметра ϑ корисного сигналу, використовуючи метод максимізації полінома при степені $s = \overline{1,6}$.

Згідно методу максимізації полінома, оцінка параметра ϑ для сигналів при неоднаково розподілених вибіркових значень знаходиться з розв'язку рівняння

$$\sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^n h_{i(1)v\{s\}\{sk2\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}) [x_v^i - m_{i(v)\{sk2\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60})] \Big|_{\vartheta=\hat{\vartheta}} = 0, \quad (3)$$

де x_v – незалежні неоднаково розподілені вибіркові значення (2) з випадкової величини ξ , $v = \overline{1, n}$; $m_{i(v)\{sk2\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60})$ – початкові моменти i -го порядку випадкової величини ξ , які залежать від параметра ϑ і апріорно відомих параметрів дисперсії χ_{20} та куму-

лянтних коефіцієнтів γ_{30} і γ_{60} . Отримуються дані початкові моменти як математичне сподівання випадкової величини ξ , тобто

$$m_{i(v)\{sk21\}}(\xi) = E(\xi_v)^i = E(S_{(\vartheta)_v} + n_v)^i, \quad (4)$$

$h_{i(1)v[s]\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60})$ – невідомі вагові коефіцієнти, що знаходяться з розв’язання системи лінійних алгебраїчних рівнянь

$$\sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^n h_{i(1)v[s]\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}) \cdot K_{i,j(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}) = \frac{d}{d\vartheta} m_{i(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}), \quad j = \overline{1, s}, \quad (5)$$

де $K_{i,j(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60})$ – центровані корелянти розміром (i, j) , що знаходяться з наступного співвідношення

$$K_{i,j(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}) = m_{i+j(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}) - m_{i(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}) m_{j(v)\{sk21\}}(\vartheta, \chi_{20}, \gamma_{30}, \gamma_{60}). \quad (6)$$

Оцінка ефективності отриманих оцінок параметра ϑ радіосигналу проводилася по порівнянню кількості добутої інформації $J_{(1)(v)[s]}(\vartheta)$ знайдених оцінок, їх дисперсій $\sigma_{(1)(v)[s]}^2(\vartheta)$ та коефіцієнтів зменшення дисперсії, формула для знаходження яких запишеться наступним чином

$$g_{sk\{s1\}}(\vartheta) = \frac{\sigma_{[s]\{sk21\}}^2(\vartheta)}{\sigma_{[1]\{sk21\}}^2(\vartheta)}, \quad (10)$$

де $\sigma_{[s]\{sk21\}}^2(\vartheta)$ – дисперсія оцінки параметра ϑ , знайденого методом максимізації полінома (3) при степені полінома $s \geq 2$; $\sigma_{[1]\{sk21\}}^2(\vartheta)$ – дисперсія оцінки параметра ϑ , знайденого методом максимізації полінома (3) при степені полінома $s = 1$, яка співпадає з дисперсією, отриманою методом максимальної правдоподібності у випадку гауссівської завади.

В роботі було знайдено оцінки інформативних параметрів радіосигналу, а саме амплітуди, частоти та фази для степені стохастичного полінома $s = \overline{1, 6}$. Розраховано кількість добутої інформації, дисперсію та коефіцієнт зменшення дисперсії знайдених оцінок. Було синтезовано блок схеми реалізації отриманих алгоритмів для кожної степені стохастичного полінома.

Аналізуючи отримані результати можна зробити висновок, що оцінки, знайдені за допомогою метода максимізації полінома, істотно відрізняються від оцінок, знайдених традиційними методами оцінювання. При цьому зі зростанням степеня стохастичного полінома і з врахуванням тонкої структури негауссівських завад (коефіцієнт асиметрії γ_3 та кумулянтний коефіцієнт шостого порядку γ_6) підвищується ефективність оцінки шуканого параметра.

Аналіз показує, що із зростанням степені стохастичного полінома і врахування коефіцієнтів γ_3 та γ_6 негауссівської завади, коефіцієнт зменшення дисперсії зменшується, тобто ефективність оцінки параметра ϑ збільшується.

Отримані результати можуть бути реалізовані за допомогою сучасної елементної бази і можуть знайти своє застосування в радіолокації, гідроакустиці, системах зв’язку та інших сферах, де точність оцінки параметрів відіграє суттєву роль.

НЕЛІНІЙНІ ВИРІШАЛЬНІ ПРАВИЛА РОЗПІЗНАВАННЯ СИГНАЛІВ НА ТЛІ НЕГАУССІВСЬКИХ ЗАВАД

Палагін В.В., Жила О.М.

Черкаський державний технологічний університет
18006, м. Черкаси, бульв. Шевченка, 460, каф. радіотехніки,
тел.: 8(0472) 73-02-31, e-mail: a_zhyla@ukr.net

The new method of the decision of problems of signals recognition on a background non-Gaussian noises is considered. The method is based on use adapted criterion of minimum of the upper border of errors probability and stochastic polynomials of high orders. The efficiency analysis of the synthesized nonlinear algorithms of recognition is conducted.

В багатьох задачах радіолокації, гідролокації, радіомоніторингу, сейсмозв'язки окрім виявлення сигналів виникає проблема розпізнавання їх виду і класу для індексації типу об'єктів та джерел радіовипромінювань. В загальному дана проблема зводиться до задачі розпізнавання образів. У випадку, коли між образом і відповідним йому сигналом може бути поставлена взаємоднозначна відповідність, правильно ставити еквівалентну задачу розпізнавання сигналів.

Відомо, що на якість розпізнавання в значній мірі впливають випадкові шуми та завади різної природи. Відповідно до цього алгоритми розпізнавання повинні враховувати ймовірнісні характеристики випадкових процесів в каналах зв'язку.

Статистична теорія виявлення та розпізнавання в більшості випадків базується на ймовірнісних критеріях. Для застосування даних критеріїв використовують ймовірнісний опис випадкових величин на основі різних моделей функцій щільності розподілу. Виходячи з практичності та простоти математичного апарату в багатьох випадках використовують гауссівську модель розподілу випадкових величин.

Останнім часом в теорії обробки інформації виник інтерес до застосування негауссівських моделей для опису випадкових величин, які більш адекватно описують природні процеси.

Метою даної роботи є представлення нового методу вирішення задачі розпізнавання сигналів в статистичній теорії зв'язку.

Даний метод базується на використанні поліноміальних нелінійних вирішуючих правил (ВП) розпізнавання побудованих по моментному критерію верхньої межі ймовірностей похибок першого та другого роду з використанням моментно-кумулянтного опису про випадкові величини.

Задачу розпізнавання сигналів можна сформулювати так: нехай на інтервалі часу $(0, T)$ спостерігаються випадкові сигнали $X_i(t)$, що представлені кінечномірними векторами відліків статистик сигналів $\xi_i (i = \overline{0, N})$, по яким будуть прийматися рішення про належність відповідних образів.

Введемо $N + 1$ гіпотез, які можуть бути винесені у відношенні сигналів, що спостерігаються:

$$H_i : \xi_{iv} = s_{iv}(\alpha_k) + \eta_v(\gamma_k); \quad H_0 : \xi_{0v} = \eta_v(\gamma_k); \quad i = \overline{0, N}, \quad k = \overline{0, n},$$

де $s_{iv}(\alpha_k)$ – сигнал з відомими параметрами α_k ; $\eta_v(\gamma_k)$ – негауссівський випадковий процес з відомими кумулянтами γ_k .

Відповідно кожному образу, в даному випадку гіпотези H_i , відповідає свій моментно-кумулянтний опис $m_{iv}(\alpha_{ik}, \gamma_k)$.

По суті задача полягає у виявленні і розпізнаванні N сигналів, що спостерігаються на інтервалі часу $(0, T)$.

Відповідно до поставленої задачі структура нелінійних поліноміальних ВП розпізнавання сигналів набуває вигляду:

$$H_r : \max_{r=\overline{1, N}} \left\{ \sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^n k_{iv}^{r0} x_v^i + k_0^{r0} \right\} > 0; \quad \sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^n k_{iv}^{rm} x_v^i + k_0^{rm} > 0, \quad r = \overline{1, N}, \quad m = \overline{0, N}, \quad r \neq m; \quad (1)$$

$$H_0 : \max_{r=\overline{1, N}} \left\{ \sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^n k_{iv}^{r0} x_v^i + k_0^{r0} \right\} < 0.$$

де k_{iv}^{rm} – оптимальні коефіцієнти, що знаходяться згідно умови мінімуму адаптованого критерію верхньої межі ймовірностей помилок, який має вид:

$$Ku(E, G)_{(rm)sn} = \frac{G_{(rm)sn}^r + G_{(rm)sn}^m}{\left(E_{(rm)sn}^r - E_{(rm)sn}^m\right)^2},$$

$$r = \overline{1, N}, \quad m = \overline{0, N}, \quad r \neq m.$$

де $G_{(rm)sn}^{(r)}$, $G_{(rm)sn}^{(m)}$ – дисперсії, а $E_{(rm)sn}^{(r)}$, $E_{(rm)sn}^{(m)}$ – математичні очікування вирішальних функцій $f_{rm}(\vec{x})$ при гіпотезах H_r та H_m .

Коефіцієнт k_0^{rm} відіграє роль порога та знаходиться згідно виразу:

$$k_0^{rm} = -\frac{1}{2} \left(E_{(rm)sn}^{(r)} + E_{(rm)sn}^{(m)} \right).$$

Якісна міра отриманих ВП розпізнавання виду (1) відповідно застосованого критерію визначається величиною верхньої межі ймовірностей помилок першого та другого роду. Для випадку розпізнавання H_r гіпотези наявності сигналу та з урахуванням гіпотези H_0 ймовірність помилкового розпізнавання складається з трьох складових, що визначаються наступними факторами: перепутуванням N заданих сигналів між собою; перепутування N заданих сигналів з негауссівською завадою; віднесення невідомих сигналів до заданих.

Відповідно до наявної апріорної інформації щодо поставленої задачі існує можливість визначення лише перших двох складових ймовірних помилок. Тому значення верхньої межі ймовірностей помилок першого та другого роду про розрізнення гіпотези H_r розраховується згідно:

$$Ku_s^r(E, G) = \sum_{\substack{m=0 \\ (m \neq r)}}^N \frac{G_{(rm)sn}^r + G_{(rm)sn}^m}{\left(E_{(rm)sn}^r - E_{(rm)sn}^m\right)^2}, \quad r = \overline{1, N}. \quad (2)$$

Показано, що величина, зворотна критерію (2), називається кількістю здобутої інформації про розрізнення гіпотези H_r . Відповідно до поставленої задачі кількість здобутої інформації по розрізненні H_r гіпотези із загальної кількості $N + 1$ матиме вид:

$$I_s^r = \sum_{\substack{m=0 \\ (m \neq r)}}^N \sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^n k_{iv}^{rm} \left(m_{iv}^r - m_{iv}^m \right), \quad r = \overline{1, N}.$$

Порівняльний аналіз отриманих ВП розпізнавання відносно ймовірностних класичних отриманих при умові гаусового розподілу завдань показує, що з ростом степеня s поліноміальних ВП розпізнавання та з урахуванням тонкої структури негауссівської завади – кумулянтних коефіцієнтів вищих порядків значення верхньої межі ймовірностей помилок першого та другого роду зменшується, відповідно підвищується ефективність алгоритму розпізнавання.

Представлена методика розпізнавання може бути використана для вирішення різних прикладних задач з розпізнавання образів в радіолокації, системах радіомоніторингу і зв'язку, в системах неруйнуючих методів контролю, де опис розпізнавальних образів (явищ, об'єктів, станів) поступає з антенних пристроїв чи фізичних датчиків у вигляді реалізації випадкових сигналів.

На основі отриманих алгоритмів розпізнавання побудовані структурні схеми розпізнавання, що можуть бути реалізовані при застосуванні сучасних сигнальних процесорів (DSP).

МЕТОДЫ ДВУМЕРНОЙ ПЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ С КОЛЬЦЕВЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

Кобзев А.В., Хачатуров В.Р.

Государственное предприятие МО Украины «НИИ РЭТ»
61023, Харьков, Динамовская, 3а, тел. (057) 702-54-37...

E-mail: niiret@ukr.net факс (057) 702-54-37

There is analysis of optimal and quasioptimal evaluation methods of radar source azimuth and elevation bearing in the system of circular antenna array. Phase evaluation method which allows to reduce time spending for bearing calculation is advanced.

Кольцевые антенные решетки (КАР) находят широкое применение в пассивных системах, осуществляющих контроль радиоизлучений в КВ и УКВ диапазонах [2,4]. В ряде работ рассматриваются различные методы пеленгации источников радиоизлучения (ИРИ) одновременно по двум угловым координатам (азимуту и углу места). Большинство из этих методов получено эвристическим путем, а их точностные показатели не оцениваются теоретическим способом и поэтому невозможно дать полную характеристику этим методам. При решении задач пеленгации следует уделять внимание вопросу снижения вычислительных затрат, поскольку именно эта задача ограничивает пропускную способность средства в целом.

В данной работе проводится сравнительный анализ показателей точности оптимального и некоторых других известных методов двумерной пеленгации ИРИ и качественно оцениваются вычислительные затраты при реализации этих методов. Предлагается и анализируется фазовый метод пеленгации, обеспечивающий существенное снижение объема вычислений при одновременном оценивании угловых координат в двух ортогональных плоскостях.

Постановка задачи. Пусть имеется M -элементная КАР, состоящая из идентичных всенаправленных приемных элементов с размещением их в горизонтальной плоскости. Характеристики направленности элементов задаются комплексным вектором-столбцом $\mathbf{S}(\boldsymbol{\alpha})$, учитывающим разнос фазовых центров элементов. Здесь $\boldsymbol{\alpha}=(\beta, \varepsilon)$ – вектор измеряемых угловых координат (β -азимут, ε -угол места). Будем рассматривать случай наблюдения одного ИРИ с координатами $\boldsymbol{\alpha}_c$. Относительно принимаемого сигнала известны лишь его средняя частота f_c и ширина спектра Δf_c , вид и параметры модуляции неизвестны. Такие сигналы с ограниченными априорными сведениями называют сигналами неизвестного вида [1]. Вектор сигнала на выходах антенных элементов представим в виде комплексных некоррелированных во времени выборок, взятых на интервале времени T ,

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{S}(\boldsymbol{\alpha}_c) x_k + \mathbf{N}_k, \quad (k=1..K), \quad (1)$$

Здесь $\mathbf{S}(\boldsymbol{\alpha}_c)$ – амплитудно-фазовое распределение поля полезного сигнала x_k на раскрыве антенны; $K = \Delta f_c T$ – число некоррелированных выборок, поступающих на обработку, \mathbf{N}_k – вектор некоррелированных по каналам и времени стационарных внутренних шумов с единичной мощностью и гауссовской статистикой. Вектор $\mathbf{S}(\boldsymbol{\alpha})$ состоит из элементов $S_m = \exp[j\varphi_m(\boldsymbol{\alpha})]$ ($m=1..M$), в которых сдвиги фаз относительно центра КАР имеют зависимость

$$\varphi_m = \pi \cdot D \cdot \cos(\varepsilon) \cdot \cos[\beta - (m-1)2\pi/M]. \quad (2)$$

Здесь азимут β отсчитывается относительно направления на элемент с номером 1, а D означает диаметр КАР, выраженный в долях длины волны. Имея в распоряжении принятые колебания (1), необходимо с учетом зависимости (2) оценить векторный параметр $\boldsymbol{\alpha}_c=(\beta_c, \varepsilon_c)$.

Оптимальный алгоритм и потенциальная точность оценивания. Как известно, оптимальный алгоритм оценивания включает в себя процедуру оптимального обнаруже-

ния, которая применительно к сигналам неизвестного вида получен в монографии [1] путем применения адаптивного небайесовского метода оптимизации.

Используя результаты этой работы, выходной сигнал оптимального обнаружителя может быть представлен с точностью до несущественных множителей соотношением

$$z(\mathbf{a}) = \frac{K}{M} \cdot \mathbf{S}^*(\mathbf{a}) \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{S}(\mathbf{a}), \quad (3)$$

где $\mathbf{Q} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{Y}_k \cdot \mathbf{Y}_k^*$ – выборочная корреляционная матрица (ВКМ) сигнала размером $M \times M$, в которой содержится информация о мощности сигнала и угловом положении ИРИ. Звездочка означает комплексное сопряжение и транспонирование векторов. Среднее значение ВКМ равно истинной корреляционной матрице (КМ) принятых сигналов $\mathbf{R} = \langle \mathbf{Q} \rangle = [\mathbf{E} + h\mathbf{S}(\mathbf{a}_c)\mathbf{S}^*(\mathbf{a}_c)]$ (\mathbf{E} – единичная матрица, h – отношение сигнал/шум по мощности в каждом канале).

Оптимальное оценивание основано на классической процедуре отыскания координат максимума двумерной функции $z(\beta, \varepsilon)$. Потенциальную точность найдем путем вычисления корреляционной матрицы ошибок оценивания Θ , которая является обратной по отношению к матрице точности \mathbf{T} ($\Theta = \mathbf{T}^{-1}$) с элементами

$$T_{ik} = -\frac{\partial^2}{\partial \alpha_i \partial \alpha_k} \cdot Z_0(\alpha_i, \alpha_k) \quad (i, k = 1, 2), \quad (4)$$

где $\alpha_1 = \beta$; $\alpha_2 = \varepsilon$; $Z_0 = \langle z(\beta, \varepsilon) \rangle = K[1 + Mh\psi_2(\beta, \varepsilon)]$ – среднее значение выходного эффекта обнаружителя; $\psi_2(\beta, \varepsilon)$ – диаграмма направленности (ДН) КАР с максимумом в направлении на ИРИ.

После несложных, но громоздких вычислений производных получим $T_{12} = T_{21} = 0$ (матрицы \mathbf{T} и Θ являются диагональными). Это означает, что ошибки измерения азимута и угла места ИРИ некоррелированы между собой и поэтому две указанные координаты могут оцениваться независимо друг от друга. Дисперсии ошибок пеленгации равны

$$\sigma_\beta^2 = \frac{1}{KMh(\pi D \cos \varepsilon_c)^2} \quad \sigma_\varepsilon^2 = \frac{1}{KMh(\pi D \sin \varepsilon_c)^2} \quad (5)$$

Отсюда видно, что точность пеленгации зависит не только от отношения сигнал/шум и размеров антенны, но и от угломестной координаты ИРИ ε_c .

Реализация оптимального алгоритма предусматривает применение M -канального приемного тракта и цифровой обработки сигналов. В приемных каналах осуществляется частотная фильтрация в полосе Δf_c на частоте f_c с последующим преобразованием в цифровую форму. Затем в цифровом процессоре производится расчет ВКМ \mathbf{Q} , после чего вычисляется функция $z(\mathbf{a})$ для заданного диапазона угловых координат $\mathbf{a} = \beta, \varepsilon$. (обычно вся верхняя полусфера). В силу эрмитовых свойств матрицы \mathbf{Q} ($Q_{ik} = Q_{ki}^*$) достаточно оценивать только $M(M+1)/2$ элементов этой матрицы (диагональные и только верхние или нижние наддиагональные).

Вычислительные затраты на реализацию оптимального метода определяются как необходимым временем на накопление реализаций и расчет матрицы \mathbf{Q} , так и временем поиска положения максимума двумерной функции $z(\mathbf{a})$. Причем второй фактор играет наибольшую роль, поскольку вычисление функции $z(\mathbf{a})$ можно осуществлять только путем дискретизации этой функции по переменной \mathbf{a} , а шаг дискретизации не может быть меньше ширины ДН.

Квазиоптимальные методы направлены, в основном, на сокращение времени вычисления пеленгов и используют для оценивания не всю матрицу \mathbf{Q} , а только некоторые ее составляющие. Так, например, авторы работы [3] отказываются от оценивания диаго-

нальных элементов матрицы \mathbf{Q} . Потери в точности при этом малы вследствие незначительных потерь в отношении сигнал/шум после пространственно-временной обработки (около 1,5 дБ). Другой вариант основан на оценивании только первой строки (или столбца) той же матрицы [2]. Тогда алгоритм пространственно-временной обработки может иметь вид

$$z1(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{M} \left| \mathbf{S}_1^*(\boldsymbol{\alpha}) \cdot \mathbf{V}_1 \right|^2 \quad (6)$$

где \mathbf{V}_1 – первая строка матрицы \mathbf{Q} ; $\mathbf{S}_1(\boldsymbol{\alpha})$ – вектор с фазовым распределением, соответствующим сигнальной составляющей вектора \mathbf{V}_1 для направления $\boldsymbol{\alpha}$.

Этот алгоритм по точности пеленгации проигрывает оптимальному также вследствие ухудшения отношения сигнал/шум (приблизительно в \sqrt{M} раз), однако здесь по-прежнему необходимы значительные затраты времени на поиск максимума двумерной функции $z1(\boldsymbol{\alpha})$.

Другой квазиоптимальный алгоритм заключается в предварительном оценивании фазового распределения поля сигнала ϕ_c на апертуре КАР корреляционным способом и отыскании максимума корреляции между ϕ_c и опорным вектором $\phi(\boldsymbol{\alpha})$, соответствующим различным направлениям

$$r(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{\phi_c^T \cdot \phi(\boldsymbol{\alpha})}{\phi^T(\boldsymbol{\alpha}) \cdot \phi(\boldsymbol{\alpha})} \quad (7)$$

Здесь фазы ϕ_c могут оцениваться однозначно только на интервале $-\pi, +\pi$. Поэтому и опорный вектор $\phi(\boldsymbol{\alpha})$ тоже должен задаваться соответствующим образом.

Метод пеленгации по такому алгоритму назван корреляционно-интерферометрическим [2]. Особенность его состоит в том, что в отличие от ранее рассмотренных алгоритмов здесь в расчетах пеленгов используются вещественные числа. Поиск максимума функции $r(\boldsymbol{\alpha})$, как и ранее, будет определять основные затраты времени на пеленгацию. По точности пеленгации этот метод почти не отличается от предыдущего.

Фазовый метод пеленгации может давать значительный выигрыш в отношении затрат времени. Основой фазового метода являются оценивание корреляционным способом фазового распределения КАР с «косинусоидальной» зависимостью и использование его следующих свойств

$$\sum_{m=1}^M \phi_m = 0; \quad \sum_{m=1}^M \phi_m^2 = 0,5M (\pi D \cos(\varepsilon))^2. \quad (8)$$

Азимут оценивается как «начальная фаза» косинусоиды путем сравнения с опорным $\vartheta_m = \cos(\beta_m) + j \sin(\beta_m)$, где $\beta_m = 2\pi(m-1)/M$, а угол места находится, используя равенство (8)

$$\hat{\beta} = \arctg \left(\frac{\sum_m \hat{\phi}_m \sin(\beta_m)}{\sum_m \hat{\phi}_m \cos(\beta_m)} \right); \quad \hat{\varepsilon} = \arccos \left(\sqrt{\frac{2}{M} \frac{\sum_m \hat{\phi}_m^2}{\pi D}} \right). \quad (9)$$

Соотношения (9) не будут давать грубых ошибок, если фазы ϕ_m оцениваются однозначно. Поскольку однозначное измерение фазы возможно только на интервале $-\pi$ до π , то требуется перед использованием соотношений (9) устранить неоднозначность этих измерений. Для этого можно использовать известные подходы [4]. Таким образом, процедуры оценивания двух угловых координат фазовым методом включают в себя оценивание фазового распределения, устранение неоднозначности оценок фаз и вычисления по формулам (9). Заметим, что устранение неоднозначности основано на простых вычислительных операциях [4]. Главное отличие этого метода от ранее рассмотренных состоит в

том, что отпадает необходимость поиска положения глобального максимума двумерных функций. Это значительно сокращает время вычислений. Показатели точности фазового метода [4] при условии правильного устранения неоднозначности не уступают выше рассмотренным квазиоптимальным методам.

Для характеристики точности пеленгации выше учитывались только ошибки, обусловленные конечным отношением сигнал/шум (флюктуационные ошибки). В практических случаях к этим ошибкам добавляются ошибки, обусловленные неидентичностью элементов антенны и приемных каналов по коэффициентам передачи (амплитудно-фазовые ошибки), дискретизацией двумерных функций отклика $z(\alpha)$, $z1(\alpha)$, $r(\alpha)$ при отыскании их максимумов (методические ошибки) и влиянием среды распространения (замирания сигналов, многолучевость и др.). Обычно, для учета влияния только амплитудно-фазовых и методических ошибок средства пеленгации характеризуют инструментальными ошибками [2], которые принято оценивать экспериментальным путем при большом отношении сигнал/шум, используя внешний генератор. Заметим, что при фазовом методе ошибки дискретизации отсутствуют, а остальные играют такую же роль. Имитационное моделирование показывает, что фазовый метод по инструментальной точности не уступает ранее рассмотренным квазиоптимальным методам при условии, что среднеквадратические величины случайных фазовых ошибок антенно-приемного тракта не превышают 50-100.

Таким образом, в средствах пеленгации, где остро стоит вопрос уменьшения вычислительных затрат фазовый метод оценивания угловых координат ИРИ в двух ортогональных плоскостях может оказаться предпочтительным. Окончательную характеристику этому методу можно дать после проверки его работоспособности в реальных условиях.

Литература

1. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: - Сов. радио, 1977, 433 с.
2. Introduction into Theory of Direction Finding. <http://www.rodhe-schwarz.com>.
3. Калугин В. В., Кочергин А. Г., Чеботов А. В. Основные принципы построения современных большебазисных радиопеленгаторов ВЧ и ОВЧ диапазонов. Харьков – МРФ-2005.
4. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые пеленгаторы: Монография. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 251 с.

ВТОРИЧНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ РЕЗОНАНСНЫХ РАЗМЕРОВ В МЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Сухаревский О. И., Залевский Г. С.

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79, Научный центр Воздушных Сил, тел. (057) 700-22-94,
e-mail: g_zalevsky@rambler.ru

Results of numerical modeling of scattering by cruise missile AGM86B and intercontinental ballistic missile LGM-30G Minuteman III warhead in very-high frequency band are demonstrated and discussed in the work. Scattering characteristics were obtained by using the numerical algorithm which is based on inhomogeneous surface integral equation of the second kind solving. Features of the created calculation technique are briefly discussed.

Введение. Радиолокаторы метрового диапазона (длина волны $\lambda=1 \dots 10$ м) обладают рядом достоинств по сравнению с дециметровыми и сантиметровыми локаторами. К главным преимуществам следует отнести эффективность их применения для обнаружения малозаметных целей (целей небольших электрических размеров – легких самолетов, ложных целей, ракет различного назначения) и целей на больших расстояниях. При проектировании локаторов и создании алгоритмов обработки сигналов, отраженных указанными воздушными объектами, важно иметь как можно более полную и достоверную информацию об их характеристиках рассеяния (диаграмма обратного вторичного излучения (ДОВИ), отраженные сигналы в частотной и временной областях), или другими словами необходимо иметь математическую модель сигналов, адекватную физическим процессам, наблюдаемым при зондировании целей в метровом диапазоне длин волн. В докладе исследуются характеристики вторичного излучения крылатой ракеты (КР) AGM86B, боевого блока (ББ) и боеголовки (БГ) межконтинентальной баллистической ракеты (МБР) LGM-30G Minuteman III. Применительно к метровому диапазону характерные линейные размеры указанных объектов соизмеримы с длиной зондирующей волны. Следовательно, логично ожидать, что рассеяние электромагнитных волн на таких целях будет носить резонансный характер. Следует также отметить, что при численном моделировании на ЭВМ хорошо известные классические высокочастотные методы дифракции [1-3] не позволяют проводить вычисления характеристик рассеяния резонансных объектов с приемлемой точностью. Для решения рассматриваемой задачи применен метод, основанный на решении поверхностных интегральных уравнений (ИУ). С помощью предложенного алгоритма проведено моделирование характеристик рассеяния КР, ББ и БГ МБР.

Далее в докладе кратко обсуждается алгоритм численного расчета, а также алгоритм создания цифровой модели поверхности воздушного объекта. Основное внимание в докладе посвящено рассмотрению полученных ДОВИ КР AGM86B и ББ МБР LGM-30G Minuteman III при $\lambda=1,5$ м, а также сигналов, отраженных БГ при различных ракурсах облучения импульсным сигналом, имеющим среднюю длину волны $\lambda=0,86$ м.

Алгоритм расчета характеристик рассеяния резонансных объектов. Первоначально разработанный алгоритм применялся для моделирования характеристик рассеяния объектов сравнительно малых электрических размеров, к каковым относятся мины различных типов. Результаты расчетов и примеры их применения приведены в работах [4, 5]. С дальнейшим развитием компьютерной техники, приведшему к существенному повышению быстродействия и увеличению объема памяти компьютеров появилась возможность моделировать процесс вторичного излучения более сложных объектов, размеры которых составляют несколько длин волн. Применительно к метровому диапазону это крылатые и другие ракеты, ББ, БГ МБР, легкие самолеты.

Разработанный метод расчета основан на решении неоднородных ИУ Фредгольма 2-го рода для плотностей электрических токов на поверхности металлического объекта. После вычисления искомых плотностей токов разработанный метод позволяет получать пространственно-частотные отклики объектов в произвольной точке свободного пространства при заданных поляризации и частотных параметрах зондирующего сигнала.

Затем с помощью применения обратного преобразования Фурье к полученным таким образом частотным функциям, вычисляются импульсные отклики объектов.

В случае диэлектрического объекта согласно разработанному методу решается система ИУ для плотностей поверхностных электрических и эквивалентных им магнитных токов. Далее алгоритм получения откликов диэлектрических объектов аналогичен случаю металлических.

Предлагаемый алгоритм численного расчета предполагает вычисление плотностей токов на сетке точек поверхности объекта. Для этого разработана специальная методика создания цифровой модели поверхности объекта. В основе предлагаемой модели поверхности лежит ее аппроксимация участками эллипсоидов. Такой подход позволил унифицировать алгоритм расчета. На рис. 1 и 2 изображены модели поверхностей рассматриваемых в докладе объектов. Далее обсуждаются результаты моделирования характеристик рассеяния КР, а также ББ и БГ МБР (ББ содержит 3 БГ).

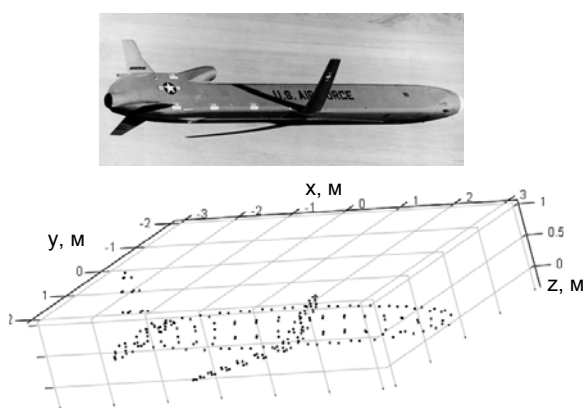


Рис. 1. Модель КР AGM86В

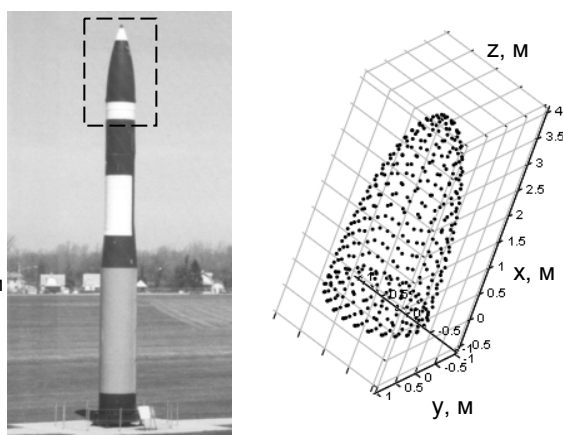


Рис. 2. Модель ББ (выделен штриховой рамкой. Содержит 3 БГ) МБР Minuteman III

Результаты моделирования характеристик рассеяния рассматриваемых объектов. ДОВИ (зависимость эффективной поверхности цели σ от азимута β при фиксированном угле места ϵ) КР и ББ МБР в свободном пространстве при $\lambda=1,5$ м изображены на рис. 3. ДОВИ КР соответствует горизонтальной поляризации зондирующей волны (вектор напряженности электрического поля \vec{E} параллелен азимутальной плоскости XOY или плоскости крыла, показанной на рис. 1). ДОВИ ББ демонстрируются для случаев горизонтальной (\vec{E} параллелен азимутальной плоскости XOY, показанной на рис. 2) и вертикальной (\vec{E} лежит в плоскости, проходящей через вектор, указывающий направление совмещенного облучения и приема, перпендикулярной азимутальной плоскости) поляризации зондирующей волны.

Результаты расчетов показывают, что при $\lambda=1,5$ м максимальное значение ЭПР КР (указанные здесь и далее оценки значений ЭПР соответствуют диапазону изменения азимута $\beta=0...360^\circ$) соответствует боковому ракурсу и составляет $52,4 \text{ м}^2$. Среднее и медианное значения ЭПР равны $4,36$ и $2,19 \text{ м}^2$ соответственно. ДОВИ ББ МБР при тех же условиях имеет максимумы при азимутальных направлениях 0° , 180° и 80° (280°). Максимальное, среднее и медианное значения ЭПР ББ составляют соответственно $60,6$, $7,31$ и $2,95 \text{ м}^2$ соответственно. Минимальные значения ЭПР рассмотренных целей составляют десятые доли м^2 .

На рис. 4 изображены сигналы, отраженные БГ (модель представлена на рис. 4 а; диаметр основания 0,56 м, высота 1,8 м), при облучении импульсным сигналом с гауссовой огибающей, длительностью 3,33 нс, центральной частотой спектра 350 МГц. Отраженные сигналы соответствуют горизонтальной поляризации, углу места $\varepsilon = 1^\circ$ и различным азимутальным ракурсам ($\beta = 0^\circ$, $\varepsilon = 0^\circ$ – нулевые ракурсы). Амплитуды отраженных сигналов пронормированы к максимальной амплитуде сигнала при $\beta = 0^\circ$.

Разрешающая способность зондирующего сигнала такова, что позволяет наблюдать интерференцию сигнала, отраженного в направлении локатора и сигнала, обусловленного "ползущей" волной, обогнувшей поверхность БГ. При азимутальных направлениях 0, 30 и 180° эти сигналы достаточно хорошо разрешаются. При ракурсах, близких к боковому, отраженный сигнал существенно мощнее и маскирует сигнал, обусловленный ползущей волной. Данная информация может использоваться дополнительно при траекторной обработке, а также при выделении полезного сигнала на фоне отражений от ложных целей.

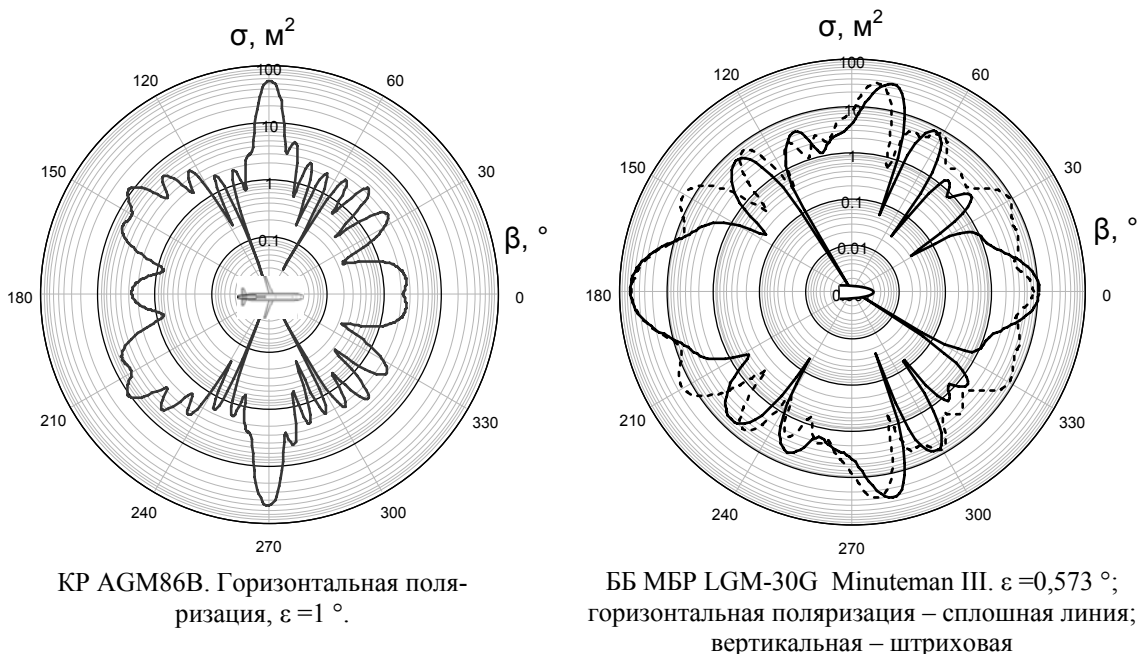


Рис. 3. ДОВИ рассматриваемых объектов, $\lambda = 1,5 \text{ м}$

Выводы. Разработанный метод расчета позволяет получать пространственные и частотно-временные характеристики рассеяния резонансных воздушных объектов в метровом диапазоне волн при различных поляризациях, характеристиках направленности антенн и время-частотных параметрах зондирующих сигналов. При этом алгоритм позволяет учитывать влияние подстилающей поверхности, что особенно важно при исследовании вторичного излучения низковысотных целей. Наличие таких результатов имеет большую практическую ценность при расчете показателей качества обнаружения искомых целей применительно к существующим и перспективным РЛС метрового диапазона. С помощью метода поверхностных ИУ проведены оценки характеристик рассеяния КР, ББ и БГ МБР. Предлагаемая в методе расчета аппроксимация поверхности объекта (участками эллипсоидов) позволила унифицировать алгоритм вычислений.

Область применения разработанной математической модели достаточно широка:

– расчет характеристик рассеяния воздушных целей (КР; ББ; самолетов небольших электрических размеров) в метровом диапазоне длин волн: ЭПР, ДОВИ, отраженных сигналов и их спектров;

- оценивание дальности обнаружения рассмотренных целей, зоны видимости РЛС метрового диапазона с заданными параметрами;
- оценивание показателей качества обнаружения и измерения координат воздушных целей небольших электрических размеров применительно к РЛС метрового диапазона.

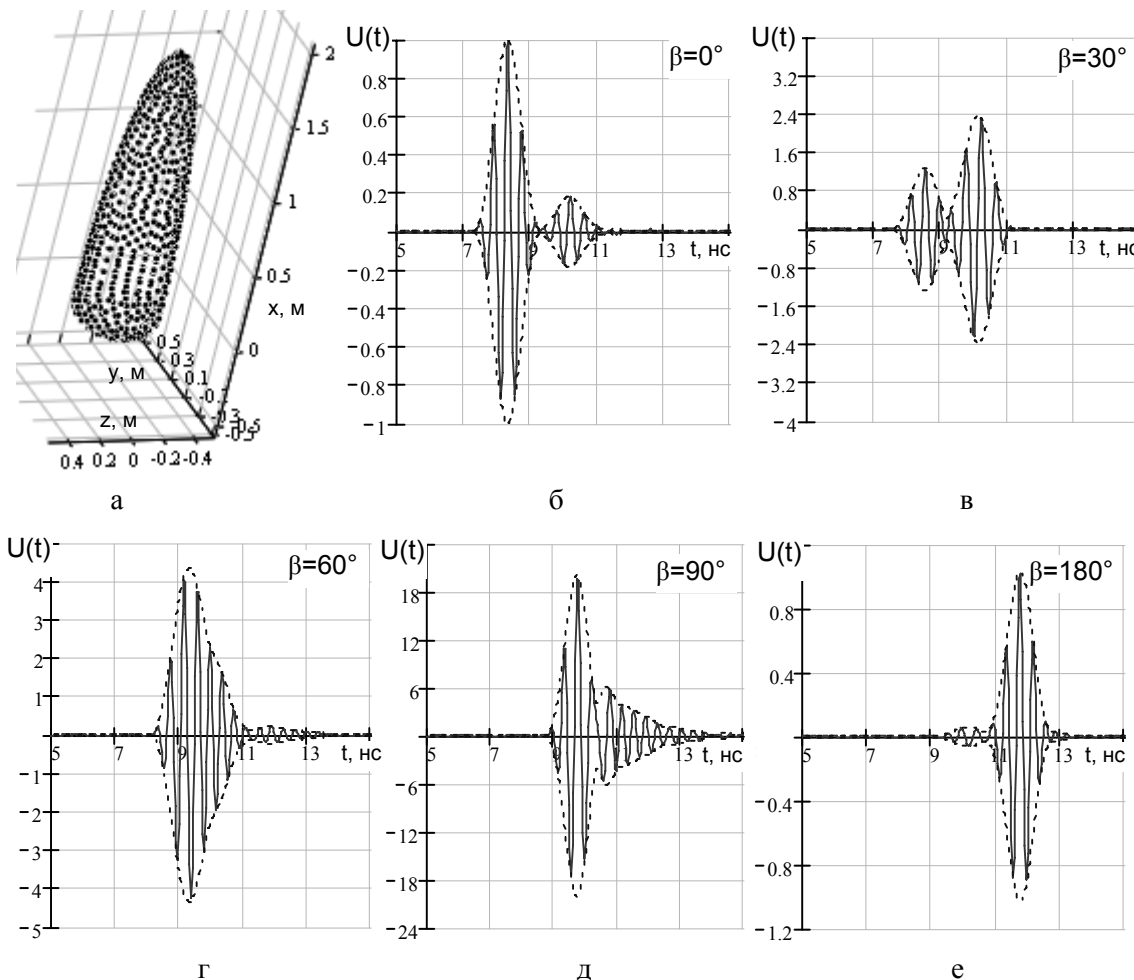


Рис. 4. Сигнал, отраженный БГ МБР Minuteman III:
а – цифровая модель поверхности БГ; б-е – отраженные импульсы.

Литература

1. Knott E. F., J. F. Shaeffer, M. T. Tuley. Radar Cross Section. Second Edition. – Boston, London: Artech House, 1993. – 611 p.
2. Уфимцев П. Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. – М.: Сов. радио, 1962. – 243 с.
3. Залевский Г. С. Обзор методов расчета вторичного излучения радиолокационных объектов // Системы обработки информации. – 2007. – Вып. 7(65). – С. 16-24.
4. Сухаревский О. И., Турсунходжаев Х. А., Залевский Г. С., Пивовар Е. А. Электродинамические характеристики подповерхностных объектов и принципы их обнаружения и различия // Сборник научных трудов МРФ-2005. МКСЛН'2005. – Х.: ХНУРЕ. – 2005. – Т. 2. – С. 75-78.
5. Сухаревский О. И., Залевский Г. С., Музыченко А. В. Частотные и импульсные отклики подповерхностных объектов // Радиотехника (Москва). – 2001. – № 6. – С. 6-13.

К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОНЯТИЯ «БЛЕСТЯЩАЯ ТОЧКА» В ПРАКТИКЕ РАДИОЛОКАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ЦЕЛЕЙ

Зубков А.Н., Косовцов Ю.Н.

Львовский научно-исследовательский радиотехнический институт,
79060, Львов, ул. Научная, 7, тел. (0322)63-21-41

The radar signal scattering models using the extended objects, have been compared, and it has been shown that in the microwave band the local reflection area model is the most adequate.

При инженерном синтезе радиолокационных систем дистанционного мониторинга важным элементом является выбор адекватной физической модели рассеяния зондирующих сигналов на реальных объектах наблюдаемых сцен. В практике создания радиолокационных систем наблюдения распределенных объектов, в частности наземных, нашли место два подхода к выбору такой модели [1,2]:

1. Феноменологическая модель. Основана на прямых наблюдениях процесса рассеяния. При этом главные особенности процесса формируются в виде признаков модели, а второстепенными пренебрегаются. Широко используются два вида феноменологических моделей:

– лучевая модель являющаяся основой метода геометрической оптики и метода геометрической теории дифракции. Лучевое представление отраженных волн – главная особенность модели рассеяния. Вторичными являются эффекты дифракции, поляризации и пр. Модель “работает” при $l \gg \lambda$, где l – геометрический размер объекта, λ – рабочая длина волны зондирующего сигнала;

– волновая модель, основанная на принципе Гюйгенса –Френеля (метод физической оптики). Решающую роль играют форма объекта, местоположение РЛС относительно объекта.

2. Аналоговая модель. Основана не на прямых наблюдениях процесса рассеяния, а на результатах исследований иных по своей природе явлений, протекающих подобно моделируемому процессу. При этом как и в феноменологической модели выделяются главные особенности процесса. На практике используются:

– модель “блестящих точек”. Основана на наблюдении отражений белого света от полированных макетов рассеивающих объектов. С помощью этой модели проводят анализ поля, отраженного от шероховатых поверхностей;

– фасетная модель. Основана на представлении отражающей поверхности в виде совокупности плоских отражателей, ориентированных нормально к падающей волне. Следует из наблюдений отражения света от поверхности моря.

Финишной операцией радиолокационного наблюдения является распознавание, то есть выявление геометрических особенностей формообразующей поверхности объекта для отнесения его к тому или иному классу. При этом для типовых объектов (наземная техника, инженерные сооружения и пр.) важнейшими требованиями к модели рассеяния являются:

– связь параметров рассеянного сигнала с конструктивными особенностями формообразующей поверхности объекта;

– достаточная простота модели, позволяющая реализовать алгоритмы распознавания при ограниченных аппаратных и программных ресурсах радиолокационной аппаратуры.

Методы геометрической и физической теории дифракции, в принципе, могут точно описать поле, рассеянное реальными объектами. Однако их применение при распознавании ограничено значительными вычислительными сложностями, возрастающими при увеличении отношения l/λ . Представления реальных объектов в виде совокупности “блестящих точек” порождает два вопроса:

- как расположить “блестящие точки” на формообразующей поверхности объекта ?
- какое количество “блестящих точек” адекватно описывает объект?

В работах [3,4] на основе широкого спектра экспериментальных исследований рассеивающих характеристик наземных объектов в миллиметровом диапазоне предложена модель участков локального отражения (УЛО). Суть модели УЛО заключается в следующем :

- поле, отраженное распределенным объектом формируется небольшим числом волн, источники которых (УЛО) расположены на “освещенной” части его формообразующей поверхности;
- расстояния между УЛО велики по сравнению с длиной волны λ , а занимаемая ими площадь мала относительно всей “освещенной” части поверхности объекта;
- УЛО в общем случае являются частично когерентными и могут содержать пары как полностью когерентных, так полностью некогерентных источников;
- положение УЛО однозначно связано с конструктивными особенностями формообразующей поверхности наблюдаемого объекта.

Основные отличия модели УЛО от модели “блестящих точек”:

- “блестящие точки” – небольшие площадки (фацеты) формообразующей поверхности объекта, ориентированные нормально к лучу падающего поля. УЛО формируется поверхностью отдельных конструктивных элементов интегральной формообразующей поверхности объектов, размеры которых сравнительно велики, а форма поверхности образуется сочленением различных тел;
- число “блестящих точек” велико. Число УЛО ограничено;
- положение “блестящих точек” существенно меняется при изменении ракурса зондирования объекта. Местоположение УЛО устойчиво, при изменении ракурса меняется не положение УЛО, а их площадь;
- амплитудные и фазовые диаграммы обратного рассеяния (ДОР) “блестящих точек” изотропные, а УЛО быстроосциллирующие.

Математически поле, рассеянное совокупностью УЛО, может быть представлено в виде

$$E(t, \omega, \vec{\gamma}) = \sum_{i=1}^I A_i(\omega, \vec{\gamma}) e^{-j\omega \frac{2R_i(\vec{\gamma})}{c} t}, \quad (1)$$

где A_i – амплитуда сигнала, отраженного i -тым УЛО, R_i – радиус-вектор i -того УЛО, $\vec{\gamma}$ – вектор, характеризующий условия наблюдения, в частности, ориентацию объекта.

Сложная зависимость поля эхо-сигнала от ракурса определяется быстро осциллирующим множителем $\exp\{j\omega 2R_i(\vec{\gamma})/c\}$. Очевидно, что снижение вариативности параметров эхо-сигнала связано с решением проблемы уменьшения взаимовлияния УЛО. Одним из таких путей является повышения пространственных разрешающих способностей радиолокационной аппаратуры. Для РЛС с небольшими антенными апертурами принципиальную роль играет повышение разрешающей способности по дальности. Если разрешающая способность по дальности не хуже минимального расстояния между УЛО, то на выходе согласованного фильтра получается дальностный “портрет” цели, характеризующий распределение УЛО в пределах физического размера цели по дальности

$$g(r) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A_i(\omega) e^{-j\omega \frac{2r}{c}} d\omega, \quad (2)$$

где r – текущая дальность в пределах физического размера цели.

Вариативность дальностного “портрета” определяется зависимостью параметров отдельных УЛО от условий $\vec{\gamma}$ и, естественно, слабее чем у поля (1). На рис. 1, 2 представлены экспериментально полученные в коротковолновой части миллиметрового диапазона фрагменты ДОР танка Т-72 и одного УЛО его формообразующей поверхности при изменении азимутального ракурса на 1 градус.

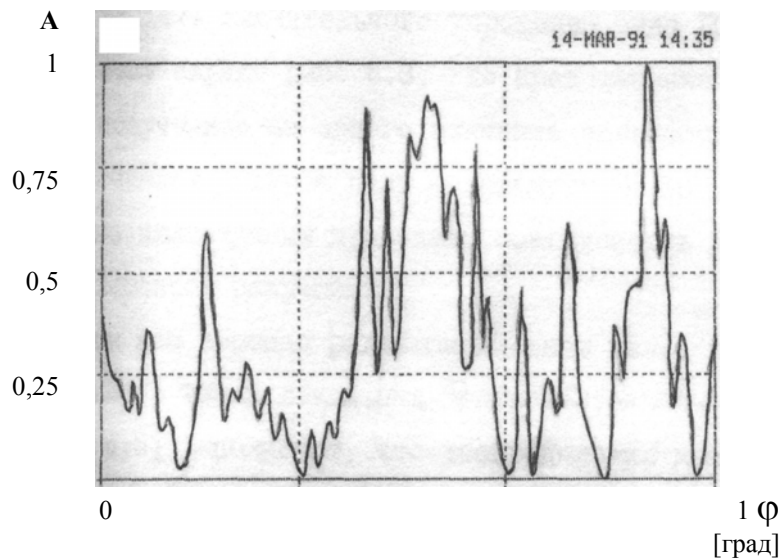


Рис. 1. Фрагмент ДОР танка Т-72 при изменении азимутального ракурса зондирования на 1 градус

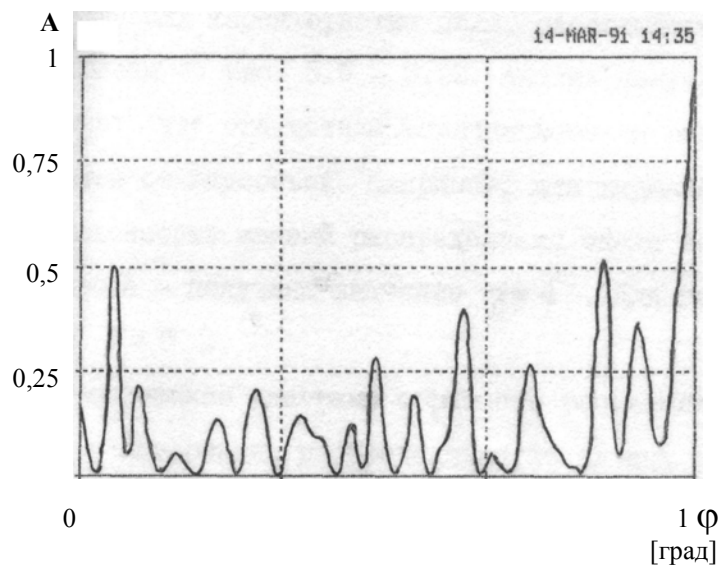


Рис. 2. Фрагмент ДОР УЛО танка Т-72 при изменении азимутального ракурса зондирования на 1 градус (разрешающая способность по дальности 15 см)

В работе [3] экспериментально показано, что для объектов наземной техники положение УЛО в миллиметровом диапазоне на дальностных "портретах" однозначно связано с расположением характерных конструктивных элементов формообразующей поверхности объекта (для танка, например, это ствол пушки, траки, башни). Последнее является убедительным доказательством адекватности модели УЛО для решения задач распознавания наземных объектов.

Вывод. Физическая модель рассеяния радиолокационных сигналов на протяженных объектах, представленная в виде ограниченной совокупности УЛО, применительно к задачам распознавания является более эффективной по сравнению с моделью "блестящих точек" поскольку:

- является феноменологической;
- обеспечивает техническую реализацию алгоритмов распознавания при ограниченных аппаратных и программных ресурсах радиолокационной аппаратуры.

Литература

1. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. - М.: Радио и связь, 1986. – 184с.
2. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь. – 1982. – 231с.
3. Зубков А.Н. Системы радиовидения миллиметрового диапазона. Принципы построения. Сопоставления и интеграция с оптическими каналами, результаты эксперимента // Радиоэлектроника.- 2005.- №9.- С.3-16, №10.- С.3-10 (Изв. вузов).
4. Zubkov, M. Lobur. Echo Signal Frequency Averaging as Method of Forming the Stable Criteria of Compound Object Identification in Microwave Band. CADSM ' 2007, Polyana, UKRAINE.-2007.- pp.98-100.

КОНТРОЛЬ СОСТОЯНИЯ КОЛОКОЛЬНИ СОФИЕВСКОГО СОБОРА С ПОМОЩЬЮ НАЗЕМНОГО ШУМОВОГО РСА 8 ММ ДИАПАЗОНА

Лукин К.А., Могила А.А., Паламарчук В.П., Выплавин П.Л., Е.А.Кожан,
Институт радиопизики и электроники Национальной академии наук Украины
Ул. Акад. Проскуры 12, 61085, г.Харьков, Украина, тел.(057) 720-33-49

E-mail: Lukin@ire.kharkov.ua

This work is devoted to in-field testing of a new Ka-band Ground Based Noise Waveform SAR (GB NW-SAR). Its design is based upon new synthetic aperture antennas and Noise Radar Technology. We present results of measurements of possible shifts in the structure of "Sofia Kyivska" national reserve. The GB NW-SAR operated in monostatic regime with CW signals. Resolution of the GB NW-SAR is ~ 0.30 cm both in range and azimuth. Precision of shifts measurements is up to 0.1 mm. High stability of the object of interest has been shown. Changes of the building during heating by sun have been measured.

В 1990 г. ансамбль собора София Киевская внесен в список всемирного наследия ЮНЕСКО. Беспощадное время, а также техногенное воздействие большого города, оставили на конструкциях объектов ансамбля ряд трещин, неравномерные осадки, подъем уровня грунтовых вод, которые являются самым грозным фактором возможного разрушения объектов в связи с тем, что ансамбль расположен на толще просадочных грунтов. Намокание этих грунтов приводит к потере их прочности, и в результате этого происходит разрушение строений.

Все объекты Национального заповедника «София Киевская» требуют постоянного мониторинга за их состоянием.

В состав ансамбля входит колокольня, которая является в настоящее время архитектурной доминантой территории города XI века времен Ярослава Мудрого.

Это сооружение высотой 75 метров требует особого мониторинга осадок, а также отклонений от вертикали. Тем более что методами инженерной геодезии с высокой точностью определено отклонение от вертикали тела колокольни. Для примера на рис. 1 приведены отклонения по южному фасаду колокольни.

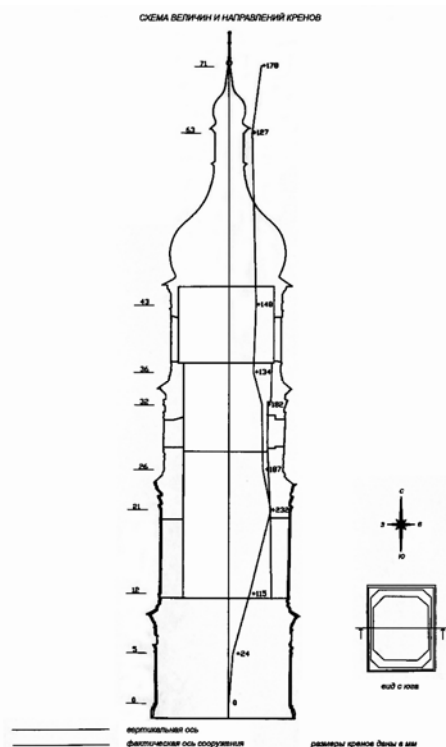


Рис. 1. Отклонения от вертикали по южному фасаду колокольни, измеренные методами инженерной геодезии

В последнее время для решения подобных задач применяются наземные радары с синтезированной апертурой (РСА) [1]. Предложенный подход позволяет дистанционно обнаруживать даже незначительные изменения на поверхности исследуемых объектов, а также получать радио-голограммы изучаемых объектов в значительном диапазоне расстояний с высокой разрешающей способностью по дальности и азимуту. Электромагнитные волны микроволнового диапазона в отличие от оптических нечувствительны к неблагоприятным погодным условиям, что позволяет преодолеть недостатки лазерной голографии. В отделе нелинейной динамики электронных систем ИР НАНУ был разработан и изготовлен наземный шумовой РСА (НШ-РСА) 8 мм диапазона [4,5], в котором используются шумовая радарная технология [2] и антенны с синтезированием апертуры (АСА) со скользящим движением излучающей щели [3]. В сочетании с методом дифференциальной ин-



Рис. 2. Колокольня Софиевского собора и шумовой РСА в моностатической конфигурации

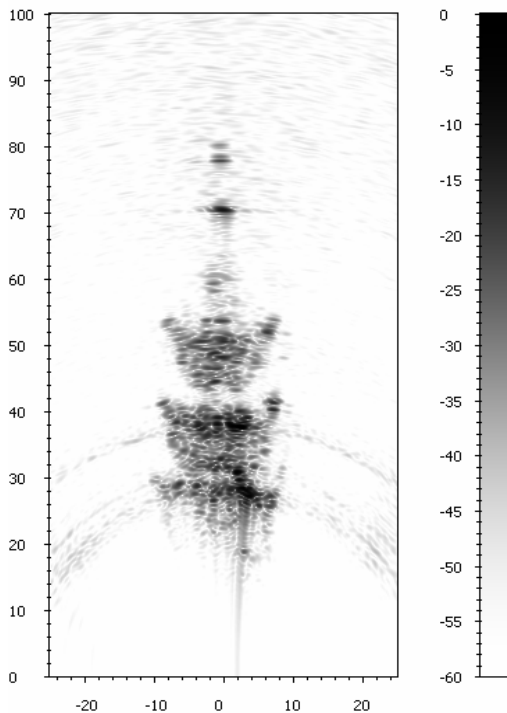


Рис. 3. РСА изображение колокольни в 8-мм диапазоне

димой для получения качественных РСА интерферограмм, антенная система, приемопередатчик и блок управления устанавливаются на измерительной платформе, позволяющей позиционировать антенну с требуемой точностью.

Объектом исследования было здание колокольни Софиевского собора высотой 75 метров. Фотография этого здания и РСА на переднем плане приведена на рис. 2. Радар был уста-

терферометрии это позволило создать эффективный инструмент для быстрого, точного и всепогодного контроля состояния инженерных конструкций [4,5].

В данной работе дано краткое описание НШ-РСА и его возможности, а также представлены первые результаты дистанционного мониторинга колокольни, проведенного в национальном заповеднике «София Киевская», с помощью этого РСА.

В состав разработанного НШ-РСА входят передатчик, приемник, блок управления и устройство обработки, а также антенная система, которая состоит из передающей и приемной антенн с синтезированием апертуры. Система может использоваться как в бистатическом, так и в «моностатическом» режиме. В последнем случае в качестве передающей антенны используется неподвижный рупорный излучатель, а в качестве приемной – антенна с синтезированием апертуры [3]. В бистатическом режиме в качестве передающей антенны также используется АСА, что позволяет достигать в два раза большего разрешения, в то время как «моностатический» режим проще в реализации, поскольку требует установки только одной сканирующей антенны и опорно-поворотного устройства. Разрешающая способность НШ-РСА по дальности равна 0,3 м. В данной работе приводятся результаты измерений, проведенных в «моностатической» конфигурации. Зондирование производилось с помощью непрерывных шумовых сигналов. Для цифровой обработки отраженных шумовых сигналов использовались быстродействующий АЦП GaGe82 и персональный компьютер. Разработанная АСА скользящего типа [3] позволила достичь высокой точности позиционирования фазового центра излучателя на синтезированной апертуре. Генераторы шума 8 мм диапазона имеют достаточную выходную мощность (150мВт) в широкой полосе частот (500МГц). Составной частью РСА также является программное обеспечение устройства ввода и хранения цифровых данных, а также программное обеспечение блока обработки и отображения информации. Для обеспечения механической стабильности, необхо-

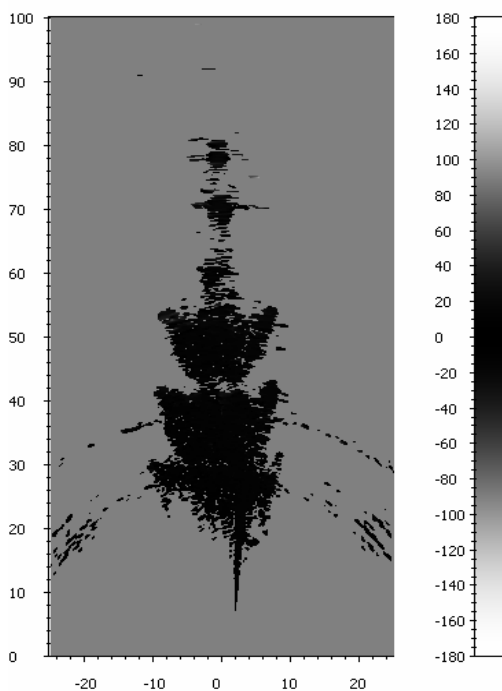


Рис. 4. Дифференциальная интерферограмма колокольни.
Время между измерениями – 30 минут

новлен на поверхности земли на расстоянии 22 метра от стены колокольни. Передающая и приемная антенны РСА были направлены вверх под углом 54 градуса относительно горизонта. Измерения проводились в течение 20 часов с периодом 0.5 часа и 1 час в зависимости от времени суток. Результаты измерений были записаны на жесткий диск компьютера и обработаны с помощью соответствующего алгоритма для получения РСА-изображений. Пример полученного радио-изображения колокольни приведен на рис. 3. На изображении отчетливо видно здание колокольни, можно отличить отклики от таких характерных частей здания, как козырьки, окна с металлическими решетками, купол и крест. Метод дифференциальной интерферометрии позволяет производить сравнение фаз между РСА изображениями, полученными в разные моменты времени. Это дает возможность обнаруживать небольшие смещения частей объекта друг относительно друга. Пример РСА интерферограммы колокольни приведен на рис. 4. На этой интерферограмме серым цветом обозначен порог

в 45 дБ. Черный цвет означает сдвиг фазы, близкий к нулю, что соответствует отсутствию смещений между измерениями. Для анализа стабильности применялись гистограммы фаз изображения. По ширине пика такой гистограммы можно судить о статистике отклонений фазы между двумя измерениями. Ночные измерения показали достаточно высокую стабильность колокольни при постоянной температуре и в отсутствие ветра (отклонения от среднего значения порядка 0,05 мм, что соответствует аппаратурной погрешности). Отклонение фазы при измерениях в дневное время соответствовало смещению на величину порядка 1 мм. Предположительно, это обусловлено прогревом колокольни под действием солнечных лучей.

Таким образом, была подтверждена возможность получения изображений и интерферограмм конструкций с помощью разработанной аппаратуры. Результаты измерений показали очень высокую стабильность и воспроизводимость измерений благодаря, как соответствующему качеству оборудования, так и методу обработки сигнала, который использовался в шумовой РСА. Достигнута очень высокая точность и чувствительность к малым радиальным смещениям и структурным изменениям наблюдаемого объекта. Измерены сдвиги фазы отраженных от объекта сигналов за счет температурных изменений. Более подробная и точная информация о смещениях в объектах может быть получена с помощью статистической обработки результатов измерений, проведенных в течение большего промежутка времени.

Литература

1. D.Tarchi et al. SAR Interferometry for Structural Changes Detection: a Demonstration Test on a DAM // Proc. of IGASS'99,1999. pp.1522-1524.
2. Лукин К.А. Шумовая радарная технология // Радиофизика и электроника. - Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины.-1999.-4, №3.- С.105-111.
3. К.А.Lukin. Sliding Antennas for Noise Waveform SAR // Applied Radio Electronics, v.4, No.1, 2005, pp.103-106.
4. К.А.Lukin, А.А.Mogyla. Noise Waveform SAR and Differential Interferometry for Detection Structural Changes in Chernobyl Sarcophagus // Proc. of EUSAR'2006, 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 16-18 May 2006, Dresden, Germany, 2006, p. 249.
5. К.А. Lukin, А.А. Mogyla, V.P. Palamarchuk, et al. Ka-band Bistatic Ground Based Noise-Waveform-SAR for Short Range Applications // IET Radar, Sonar & Navigation, 2008, to be published.

НЕКОТОРЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СИНТЕЗА АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Т. А. Скворцов

Институт ионосферы национальной АН и Министерства просвещения Украины
61002, Харьков, ул. Краснознаменная 16, Радиофизический корпус, тел: 706-22-87

E-mail: iion.@.kpi.Kharkov.ua

Opportunities of synthesis of adaptive management are considered at nonlinear models of system and any criterion of quality of an additive kind. The new technique of synthesis based on parametrical representation of density of probability and use of a principle of a maximum is described.

Введение. Рассматриваются возможности синтеза адаптивного управления при нелинейной модели системы и произвольном критерии качества аддитивного (во времени) вида.

Система адаптивного управления (АУ) состоит из стохастической управляемой системы и оператора (решающего устройства). Оператор может управлять состоянием системы и может наблюдать за этим состоянием. Если управление зависит от результатов наблюдения, то мы говорим об адаптивном управлении.

Система АУ может иметь как информационное, так и не информационное назначение. Соответственно различают управление наблюдением и управление объектом. В первом случае управление используется в процессе наблюдения для улучшения качества получаемой информации. Например, можно изменять модуляцию сигнала, сканировать лучом антенны или переключать приемные каналы в зависимости от наблюдаемой ситуации. Во втором случае наблюдение используется в процессе управления для улучшения качества функционирования некоторого объекта неинформационного назначения. Такое управление может осуществляться, например, при адаптивном управлении полем, полем излучения или состоянием среды.

Воздействие оператора на систему описывается вектором управления \mathbf{u} . Состояние системы описывается случайным вектором параметров системы $\boldsymbol{\lambda}(t, \mathbf{u})$. Оператор может наблюдать реализацию $\mathbf{y}(t, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, \mathbf{n})$, зависящую от случайных помех.

Задача оператора состоит в том, чтобы в текущий момент времени τ принять решение по выбору управления $\mathbf{u}(\mathbf{Y}_0^\tau, \tau)$, которое направлено на достижение цели управления.

Замечание: обозначения типа $F_{t_1}^{t_2}$ здесь и далее означают функцию $f(t)$ на интервале $t_1 \leq t < t_2$.

При выборе решения оператор учитывает имеющуюся на данный момент информацию, которая содержится в реализации \mathbf{Y}_0^τ . Важно, что принятое решение может повлиять как на будущие значения параметров системы, так и на будущее качество информации об этих параметрах. Управление, при котором наблюдается такое двойственное влияние, называют дуальным управлением.

Целью синтеза является нахождение оптимального решения $\mathbf{u}^*(\mathbf{Y}_0^\tau, \tau)$, которое обеспечивает экстремум некоторого функционала качества.

Широко известна достаточно простая теория синтеза АУ, которую связывают с именем Калмана[1]. В этой теории рассматриваются линейные модели системы, а функционал качества имеет квадратичный вид. Однако эти условия значительно сужают круг рассматриваемых задач. Что касается задач управления наблюдением и задач дуального управления то они при этих условиях вообще не могут возникнуть, поскольку качество наблюдения оказывается не зависящим от управления.

В общем случае для синтеза АУ используется теория статистических решений. Общее соотношение указанной теории описывает управляемый многошаговый процесс принятия решений. Соотношение основано на динамическом программировании (ДП) и имеет вид рекуррентного уравнения для оптимального апостериорного риска. Его применение резко усложняется при увеличении числа шагов [2].

Применение метода ДП упрощается при использовании функционала качества аддитивного вида, а также марковских моделей динамики параметров системы [3]. Тем не менее, и при этих условиях основное соотношение («уравнение альтернатив») имеет достаточно сложный вид интегро-дифференциального уравнения в частных производных, относительно функционалов рассматриваемых многомерных плотностей вероятности (ПВ). Это весьма затрудняет получение, как аналитического решения, так и численного решения в управляющих компьютерах в масштабе реального времени. Кроме того, уравнение альтернатив является обобщением уравнения Беллмана, которое неприменимо даже в самых простейших примерах задач оптимального быстродействия [4].

Наиболее эффективным методом детерминистической теории управления является метод принципа максимума Понтрягина (ПМ) [4]. Поэтому целесообразно отказаться от использования метода ДП и рассмотреть возможности применения ПМ для синтеза АУ.

Таким образом, нашей **целью является рассмотрение возможностей упрощения синтеза адаптивного управления и применения принципа максимума к решению этих задач.**

Как известно, для использования метода ПМ вводится в рассмотрение вектор фазовых координат $\mathbf{x} = \{x_1, \dots, x_n\}$. Критерий качества имеет вид

$$Q^* = \min_{\left(\mathbf{u}_0^T\right)} \{Q\} \text{ или } Q^* = \max_{\left(\mathbf{u}_0^T\right)} \{Q\}, \text{ где } Q = \int_0^T f_0[\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)] dt + f_T[\mathbf{x}(T)]. \quad (1)$$

Динамика системы описывается обычными дифференциальными уравнениями (ДУ)

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \quad (2)$$

$$\frac{dx_0}{dt} = f_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}). \quad (3)$$

Вводится вектор сопряженных переменных $\mathbf{p} = \{p_0, \dots, p_n\}$, динамика которого описывается ДУ

$$\frac{dp_i}{dt} = - \sum_{\alpha=0}^n p_\alpha \frac{\partial f_\alpha(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial x_i}. \quad (4)$$

Оптимальным является такое управление, которое обеспечивает максимум Гамильтониана

$$\Gamma = \sum_{i=0}^n p_i f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u}). \quad (5)$$

На практике ДУ заменяются разностными уравнениями, что удобно для вычисления в управляющем компьютере. Основная и практически единственная трудность вычислений связана с тем, что для вектора \mathbf{x} заданы начальные условия, в то время как для вектора \mathbf{p} заданы конечные условия.

Таким образом, **задача заключается в формулировке ДУ состояния (2) и ДУ для функционала качества (3) для задач адаптивного управления.**

Отметим, что в задачах АУ фазовые координаты должны быть достаточными координатами [3], т.е. достаточными статистиками, условными по управлению и прошлым наблюдениям.

1. Методика синтеза и основные соотношения. Рассмотрим задачу минимизации среднего риска так, что критерий качества имеет вид

$$Q = \min_{\mathbf{u}} \left\{ M \left\{ \int_0^T g[\lambda(t), \mathbf{y}(t), \mathbf{u}(t)] dt + g_T[\lambda(T), \mathbf{y}(T)] \right\} \right\}, \quad (6)$$

где $M\{\bullet\}$ – оператор статистического усреднения (аналогично рассматривается задача максимизации среднего выигрыша).

Исходя из вида критерия (6) и принципа оптимальности, можно показать, что при принятии решения $\mathbf{u}(\tau, \mathbf{Y}_0^\tau)$ в текущий момент времени τ следует минимизировать будущий средний риск

$$S \left(\tau / \mathbf{Y}_0^\tau, \mathbf{U}_0^\tau \right) = \min_{\mathbf{U}_\tau^T} \left\{ M_p \left\{ \int_\tau^T g[\lambda(t), \mathbf{y}(t), \mathbf{u}(t)] dt + g_T[\lambda(T), \mathbf{y}(T)] \right\} \right\}, \quad (7)$$

где $M_p\{\bullet\}$ – усреднение по условной ПВ вида $W \left(\lambda(t), \mathbf{y}(t) / \mathbf{U}_0^t, \mathbf{Y}_0^t \right)$, причем $t > \tau$.

Используя параметрическое представление ПВ, после усреднения приходим к записи выражения (7) в виде

$$S \left(\tau / \mathbf{Y}_0^\tau, \mathbf{U}_0^\tau \right) = \min_{\mathbf{U}_\tau^T} \left\{ \int_\tau^T G[\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)] dt + G_T[\mathbf{x}(T)] \right\}, \quad (8)$$

где \mathbf{x} – параметры рассматриваемой условной ПВ, которые мы назовем **прогнозируемыми параметрами**.

Соотношение (8) формально отличается от (1) только тем, что в качестве начального момента рассматривается момент принятия решения. Поэтому так же, как и в детерминистических задачах, исходя из (8) можно ввести координату x_0 и ДУ для описания среднего риска

$$\frac{dx_0}{dt} = f_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = G(\mathbf{x}, \mathbf{u}). \quad (9)$$

Прогнозируемые параметры можно рассматривать как достаточные координаты. При гауссовской аппроксимации ПВ прогнозируемыми параметрами являются статистические моменты первого и второго порядка, т.е. элементы вектора \mathbf{m} и матрицы \mathbf{D} .

Примем марковскую модель динамики параметров системы $\lambda(t, \mathbf{u})$

$$\frac{d\lambda}{dt} = \mathbf{\Omega}(\lambda, \mathbf{u}, t) + \mathbf{\Theta}(\lambda, \mathbf{u}, t) \mathbf{n}_\lambda(t). \quad (10)$$

Тогда уравнения состояния для прогнозируемых моментов можно получить из стохастических ДУ (СДУ) для апостериорных моментов, описывающих оптимальную нелинейную фильтрацию марковских процессов в гауссовском приближении [5]. При этом апостериорные моменты рассматриваются как условные по управлению. Усредняя указанные СДУ по будущим наблюдениям, получим

$$\frac{d\mathbf{m}}{dt} = \tilde{\mathbf{A}}, \quad (11)$$

$$\frac{d\mathbf{D}}{dt} = \tilde{\mathbf{B}} + \mathbf{H} \cdot \mathbf{D} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{H}^T + \mathbf{D} \cdot \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{D}, \quad (12)$$

где $\tilde{\mathbf{A}} = M_p\{\mathbf{A}\}$, $\tilde{\mathbf{B}} = \|M_p\{\mathbf{B}\}\|$, $\mathbf{H}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \left\| M_p \left\{ \frac{\partial A_i(\lambda, \mathbf{u}, t)}{\partial \lambda_j} \right\} \right\|$, \mathbf{A} и \mathbf{B} – вектор коэффициентов сноса и матрица коэффициентов диффузии процесса (10). Прогнозируемая информационная матрица

$$\Phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \left\| M_P \left\{ \frac{\partial^2 F}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\} \right\|, \quad (13)$$

где
$$F(\mathbf{y}, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t) = -\frac{1}{2} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{s}(\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t)]^T \cdot \mathbf{N}_0^{-1}(\mathbf{u}) \cdot [\mathbf{y}(t) - \mathbf{s}(\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t)], \quad (14)$$

$\mathbf{y}(t) = \mathbf{s}(\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t) + \boldsymbol{\gamma}(\mathbf{u})\mathbf{n}(t)$, $\mathbf{s}(\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t)$ – небелая часть принимаемого «сигнала», $\mathbf{n}(t)$ – белый шум со спектральной плотностью \mathbf{N}_0 .

Для решения задач различения и, в частности, обнаружения, формируются и сравниваются апостериорные величины логарифма отношения правдоподобия (ЛОП) по различным гипотезам $\Theta = 1, 2, \dots, H$. Следовательно, качество различения определяется статистическими параметрами плотности вероятности ЛОП, которые должны быть включены в число достаточных координат. Получение ДУ для прогнозируемых параметров ПВ величины ЛОП становится возможным, поскольку изменение апостериорных величин ЛОП Z_h во времени описывается СДУ. Усредняя это СДУ по будущим наблюдениям, можно прийти, в частности, к уравнению состояния для первого прогнозируемого момента ЛОП

$$\frac{dm_h}{dt} = M_P \left\{ \frac{dZ_h}{dt} \right\} = M_P \{F_h - F_H\}, \quad (15)$$

где F_h – функция (15) для гипотезы h .

При использовании ПМ время разбивается на достаточно малые интервалы длительностью Δ и рассматривается управление в моменты $t_n = n\Delta$, где $n = 0, 1, 2, \dots$. Поскольку в радиотехнических задачах может оказаться, что ширина спектра сигналов $\delta\omega \gg 1/\Delta$, то вместо (14) при дискретизации времени следует использовать

$$F_k(\mathbf{y}, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t) = -\frac{1}{2\Delta} \int_{t_k}^{t_{k+1}} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{s}(\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t)]^{\oplus} \cdot \mathbf{N}_0^{-1}(\mathbf{u}) \cdot [\mathbf{y}(t) - \mathbf{s}(\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}, t)] dt. \quad (16)$$

2. Примеры синтеза адаптивного управления. При помощи предлагаемой методики можно решать разнообразные задачи синтеза, выходящие за рамки теории Калмана. Рассмотрим, например, задачу управления излучением, задачу управления приемом и задачу управления инерционным объектом. Две первых задачи относятся к управлению наблюдением, а последняя задача – к дуальному управлению объектом. Первая задача рассмотрена более подробно, а в остальных ограничимся постановкой задачи и анализом гамильтониана.

2.1. Обнаружение объекта с адаптивной фокусировкой излучения антенны. Пусть имеются разнесенные излучающая и приемная антенны, а также точечный отражатель. Излучающая антенна состоит из M модулей. Подводимый на вход i -го модуля сигнал $V_i(t) = CA_i(t)\cos(\omega t + \phi_i(t))$ после излучения, распространения и отражения сигналы приобретает случайную фазу $\lambda_i(t)$ так, что принимаемый сигнал

$$s(t, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}) = c \sum_{i=1}^M A_i(t-t') \cos[\omega(t-t') + \phi_i(t-t') + \phi_0 + \lambda_i(t)], \quad (17)$$

где управление \mathbf{u} определяет модуляцию излучаемых сигналов. Введем модель флюктуаций фаз

$$\frac{d\lambda_i}{dt} = -\alpha\lambda_i + n_i^\lambda(t) \quad (18)$$

На выходе приемной антенны наблюдается реализация $y(t) = \Xi s(t, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{u}) + n(t)$, где $\Xi = 1$, если отражатель присутствует и $\Xi = 0$, если отсутствует, $n(t)$ – белые гауссовские шумы.

Необходимо решить задачу обнаружения с заданным качеством за минимальное время T так, что в критерии (6) функция риска $g(\bullet) \equiv 1$.

Поскольку вероятность ложной тревоги не зависит от модуляции сигнала, то можно рассматривать только вероятность правильного обнаружения в момент $t = T$. Последняя вероятность монотонно зависит от среднего значения ЛОП $m(T) = M \langle Z(T) \rangle_{\Xi=1}$ так, что требуемое конечное состояние системы можно задать условием $m(T) = \text{const}$.

Разбивая время на малые интервалы Δ , введем управление на k -м шаге

$$u_{ij}^k = u^k = \frac{1}{\Delta} \int_{t_k}^{t_{k+1}} A_i^k(t-t') A_j^k(t-t') \cos[\phi_i^k(t-t') - \phi_j^k(t-t') + m_{\lambda_i}^k - m_{\lambda_j}^k] dt, \quad (19)$$

где $m_{\lambda_i}^k$ – прогнозируемое среднее значение фазы в канале с номером i . Тогда система описывается уравнениями вида

$$m_{k+1} = m_k + \frac{1}{2} q M [1 + (M-1) u_k \exp(-x_k)], \quad (20)$$

$$x_{k+1} = x_k (1 - 2\alpha\Delta) + b\Delta - q(1 - u_k) x_k^2 \exp(-x_k), \quad (21)$$

где $x_k = D_k(1 - R_k)$, D_k – прогнозируемая дисперсия ошибок измерения фаз, R_k – взаимная корреляция этих ошибок в разных каналах распространения волн, q – отношение сигнал/шум, b – коэффициент диффузии процессов $\lambda_m(t)$.

Введем ограничения на излучаемую энергию вида $u_k = 1$, при $i = j$ и $0 \leq u_k \leq 1$, при $i \neq j$. Как видно из (20), (21) наилучшие условия для измерения фаз имеются при $u_k = 0$, что означает излучение взаимно ортогональных сигналов разными модулями. Однако, при таком управлении эффект фокусировки системы модулей не используется и приращение ЛОП минимально.

Максимальное приращение среднего ЛОП на данном шаге обеспечивается при $u_k = 1$, что означает одинаковую модуляцию всех сигналов и их когерентное суммирование возле отражателя, с точностью до ошибок оценки фаз. Однако при этом имеют место наихудшие условия для измерения фаз.

Отметим, что повышение точности измерения фаз на данном шаге позволяет лучше сфокусировать излучение на последующих шагах и увеличить, в будущем, рост среднего ЛОП. Поэтому должно существовать управление $0 \leq u_k^* \leq 1$, оптимальным образом учитывающее возможности накопления ЛОП на данном шаге и возможности улучшения фокусировки в будущем.

Зависящая от управления часть гамильтониана имеет вид

$$\Gamma = u_k q \exp(-x_k) \left[\frac{1}{2} M(M-1) + p_k x_k^2 \right]. \quad (22)$$

Из условия максимума гамильтониана получаем

$$u_k^* = \begin{cases} 0 & \text{при } A_k > 1, \\ 1 & \text{при } A_k < 1, \end{cases} \quad A_k = \frac{2}{M(M-1)} |p_k| x_k^2. \quad (23)$$

Как видно, оптимальное управление заключается в переключении двух режимов работы, один из которых можно назвать режимом измерения, а другой – режимом фокусировки.

Уравнение для сопряженной переменной p имеет вид

$$p_{k+1} = p_k \left[1 + 2\alpha\Delta + q(1 - u_k) (2x_k - x_k^2) \exp(-x_k) \right] + \frac{1}{2} q M(M-1) u_k \exp(-x_k). \quad (24)$$

Решение системы уравнений (21),(24) с учетом правила(23) не представляет особых трудностей. Так, например, при $m(T)=110$ и начальных условиях $m(\tau)=0$, $x(\tau)=4$, а также $q=2$, $M=5$, $\alpha\Delta=0.05$, $b=\alpha x(\tau)$ получаем зависимости, изображенные ниже в табл. 1.

Таблица 1

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
x_k	4	3,58	3,2	2,78	2,29	1,7	1,73	1,1	1,18	1,25	0,67	0,79	0,9	1,0
p_k	7,3	6	5	4,3	4,2	5,9	2,65	11,35	5,72	0	22,3	14,7	7,35	0
u_k	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1
A_k	11,7	7,7	5	3,3	2,2	1,7	0,79	1,35	0,79	0	1,02	0,92	0,59	0
m_k	5	10	15	20	25	30	38,5	43,5	54,5	65,2	70,2	84,2	97,3	110

Как видно из таблицы, режим измерения больше используется в начале, а режим фокусировки больше в конце работы. На среднем участке времени переключение режимов связано со «старением» оценок, вызванным флюктуациями измеряемых параметров (фаз).

Нетрудно показать, что без адаптивной фокусировки заданное качество $m(T)=110$ достигается не за 14 шагов, а за 22 шага.

2.2. Управление выбором канала приема. Пусть принимаемая реализация имеет вид $y(t)=u_1y_1(t)+u_2y_2(t)$, где можно выбирать $u_1=1$ при $u_2=0$ или наоборот, $y_1=s_1+n_1$, $y_2=s_2+n_2$, $n_{1,2}$ – шумы приемников с одинаковой спектральной плотностью.

По обоим каналам приходит одно и то же сообщение $f(t)$ с разной мощностью сигналов $s_1=A_1\cos(\omega t+f)$, $s_2=A_2\cos(\omega t+f)$, где $f(t)$, $A_1(t)$, $A_2(t)$ – марковские процессы, для которых используем простейшую модель типа (18).

Необходимо так выбирать канал наблюдения, чтобы дисперсия ошибки оценки сообщения на всем интервале $[0, T]$ была минимальной, так, что критерий (6) имеет вид

$$Q = M \left\{ \int_0^T (f - \hat{f})^2 dt \right\}, \quad (25)$$

где \hat{f} – оценка сообщения.

После записи уравнений состояния можно составить гамильтониан, зависящая от управления часть которого имеет вид

$$\Gamma = u_1^2 (p_f D_f^2 m_{A1}^2 + p_{A1} D_{A1}^2) + u_2^2 (p_f D_f^2 m_{A2}^2 + p_{A2} D_{A2}^2), \quad (26)$$

где $D_\lambda, D_{A1}, D_{A2}$ – прогнозируемые дисперсии измерений указанных параметров.

Гамильтониан максимален при управлении

$$* \mathbf{u}_k = \begin{cases} u_1 = 1, u_2 = 0 & \text{при } p_f D_f^2 (m_{A1}^2 - m_{A2}^2) > p_{A1} D_{A1}^2 - p_{A2} D_{A2}^2, \\ u_1 = 0, u_2 = 1 & \text{при } p_f D_f^2 (m_{A1}^2 - m_{A2}^2) < p_{A1} D_{A1}^2 - p_{A2} D_{A2}^2. \end{cases} \quad (27)$$

Входящие в (27) переменные, как и в предыдущем примере, могут быть вычислены путем численного решения системы разностных уравнений.

2.3. Управление инерционным объектом. Особенностью задач управления инерционным объектом является зависимость уравнений (10) от управления. Возьмем за основу классическую детерминистическую задачу оптимизации быстродействия[4] и рассмотрим ее адаптивный вариант. В этом варианте объект описывается СДУ вида

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2, \quad \frac{dx_2}{dt} = u + \xi, \quad \frac{d\xi}{dt} = -\alpha\xi + n_\xi(t), \quad (28)$$

где $n_\xi(t)$ – белый шум. Ограничения на управление имеют вид $-1 \leq u \leq 1$.

На выходе датчика ускорения наблюдается реализация

$$y(t) = k(u + \xi) + un(t), \quad (29)$$

где k – известный коэффициент, $n(t)$ – белые гауссовские шумы наблюдения.

Будущее состояние системы характеризуется прогнозируемыми средними значениями $m_1 = M_p\{x_1\}$, $m_2 = M_p\{x_2\}$, $m_\xi = M_p\{\xi\}$, а также шестью элементами прогнозируемой корреляционной матрицы \mathbf{D} размерностью 3×3 , соответственно.

Требуется найти управление $u^*(\tau)$, которое переводит объект за минимальное время из состояния $\mathbf{x}(\tau) = \{\mathbf{m}(\tau), \mathbf{D}(\tau)\}$ в состояние $m_{x1} = 0, m_{x2} = 0, aD_{x1x1}^2 + bD_{x2x2}^2 \leq C$.

Гамильтониан имеет вид

$$\Gamma = p_{x2}u - \frac{q}{u^2}R(\mathbf{p}, \mathbf{D}), \quad (30)$$

где q – отношение сигнал-шум, \mathbf{p} – вектор сопряженных переменных.

Исследуя (30) на максимум получим оптимальное управление в виде

$$u^*(\tau) = \sqrt[3]{\frac{2qR(\mathbf{p}, \mathbf{D})}{-p_{x2}}}. \quad (31)$$

Если правая часть (31) превысит единицу по модулю, то используются граничные значения управления, т.е. равные единице по модулю. При $\mathbf{D} \equiv 0$ величина $R \equiv 0$ так, что приходим к известному решению детерминистической задачи [4].

Заключение. Рассмотренная методика позволяет решать задачи синтеза адаптивного управления при нелинейных моделях системы и при произвольных критериях качества аддитивного (во времени) вида, что выходит за рамки теории Калмана [1]. В то же время она существенно упрощает применение результатов Стратоновича [3] и, кроме того, позволяет решать задачи оптимизации быстродействия. Все это, по нашему мнению, может способствовать более широкому использованию теории синтеза в практике адаптивного управления объектами и наблюдениями.

Литература

1. Kalman R.E., Englar T.S., Bucy R.S. Fundamental Study of Adaptive Control Systems. Write-Patterson Air Force Base Tech. Rept., ASD-TDR-61-27, April 1962.
2. Репин В.Г., Тартаковский Г.П., Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов. Радио 1977.
3. Стратонович Р.Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. – Изд. МГУ, 1966.
4. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. – М.: Наука, 1983.
5. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь. 1983.

**ФРАКТАЛЫ, СКЕЙЛИНГ И ДРОБНЫЕ ОПЕРАТОРЫ КАК
ОСНОВНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ НОВОГО ЭТАПА РАЗВИТИЯ РАДИОФИЗИКИ,
РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКИ:
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМ**

Потапов А.А.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
125009, Россия, Москва, ул. Моховая, 11, стр. 7, E-mail: potapov@mail.cplire.ru

The numerous results obtained in radio physics area using fractal theory and fractional dimension and fractional operators mathematical theory have been briefly classified taking into account real radio signals and electromagnetic fields scaling effects. The investigations were traditionally performed by author in the framework of up-to-date fundamental interdisciplinary project: “*Fractal Radio Physics and Fractal Radio Electronics: The Fractal Radio Systems Designing*”, that was proposed and being investigated in [Kotelnikov](#) Institute of Radio Engineering and Electronics of the [Russian Academy of Sciences](#) with the purpose of challenging information technologies creation.

Введение. В настоящее время явно ощущается недостаточность традиционных радиотехнических и физических моделей. Сейчас совершенно очевидно, что применение идей масштабной инвариантности – “скейлинга” и разделов современного функционального анализа, связанных с теорией множеств, теорией дробной размерности, общей топологией, геометрической теорией меры и теорией динамических систем, открывают большие потенциальные возможности и новые перспективы в обработке многомерных сигналов и в родственных областях теории колебаний и волн [1 - 5]. Другими словами, *полное описание* процессов современной обработки сигналов и полей *невозможно с помощью только формул классической математики*.

Цель настоящего доклада – подробное изложение “фрактальной техники вычислений”, “фрактального моделирования” и “фрактального языка” для физических, радиотехнических и радиолокационных задач. При таком “фрактальном” подходе естественно сосредоточить внимание на описании, а также обработке радиофизических сигналов (полей), исключительно в пространстве дробной меры с применением гипотезы скейлинга и универсальных распределений с “тяжелыми хвостами”.

По сути дела, речь в докладе идет о *новом фундаментальном направлении в радиофизике и радиоэлектронике* – применение теории фракталов, теории детерминированного хаоса, теории дробных операторов и скейлинговых инвариантов в задачах повышения информативности радиосистем и устройств различного назначения.

1. Текстуры и фракталы как базис новых методов радиофизических исследований. Большое значение приобретает *аналогия* между современными задачами радиофизики и радиоэлектроники и *теорией фазовых переходов и критических явлений*. Как известно, в основе современной ренормгрупповой теории фазовых переходов лежит подход, базирующийся на гипотезе скейлинга, или масштабной инвариантности. Такой же подход разработал автор для решения радиотехнических и радиофизических задач.

Основные принципы данного направления разрабатываются автором в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, начиная с 80-х гг. XX в., и вначале касались вопросов фильтрации сверхслабых радиосигналов и изображений при существенно негауссовских помехах. При этом большое значение приобретают топологические особенности индивидуальной выборки [1 - 5], а не усредненные реализации, имеющие зачастую совершенно другой характер. Затем стало ясным, что «фрактальный» подход пригоден и для других задач.

Начнем с работ, впервые выяснивших одно из основных актуальных приложений теории фракталов – *обработка одномерных и многомерных сигналов (изображений и полей) при малых и сверхмалых отношениях сигнал/помеха*. На рис. 1 приведена полная структура проведенных в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН исследований *текстурных и фрактальных* методов обработки малококонтрастных изображений и сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах.

Условно в этих исследованиях можно проследить три этапа. На *первом этапе* акцент



Рис. 1. Текстуры и фрактальные методы обработки малоконтрастных изображений и слабых сигналов в негауссовских помехах

был сделан на экспериментальной проверке фрактальности различных природных и искусственных образований, что позволило применить к ним понятия дробной размерности и масштабной инвариантности, и начать разработки методов фрактальной фильтрации объектов в различных интенсивных помехах. *Второй этап* был целиком посвящен усовершенствованию созданных оригинальных алгоритмов фрактальной цифровой обработки сигналов и изображений, фрактальным методам обнаружения, распознавания, повышения контрастности, т.е. *фрактальной обобщенной фильтрации*. *Третий этап* характеризуется постепенным переходом к проектированию фрактальной элементной ба-

зы и некоторых фрактальных узлов, а в перспективе фрактальных радиосистем в целом. На основе полученных результатов были впервые предложены и реализованы следующие нетрадиционные и эффективные методы обнаружения сигналов при малых отношениях сигнал/фон q_0^2 : *дисперсионный метод, метод обнаружения с помощью линейно моделированных эталонов и метод с прямым использованием ансамбля текстурных признаков*. Продолжительное и плодотворное участие автора в многомасштабных экспериментальных работах (1979 - 1990 гг.) совместно с ведущими промышленными организациями СССР, привели его к *необходимости принципиального отказа от гауссовских статистик* в случае достаточно высокого разрешения радиолокаторов (рис. 1). Все исследования проводились на длинах волн $\lambda = 2,2$ и $8,6$ мм (активное излучение) и $\lambda = 3,5$ мм (пассивное излучение). Именно в физических экспериментах на длине волны $2,2$ мм была показана в 1979–1980 гг. неприменимость гауссовских статистик для почти всего диапазона углов падения электромагнитного излучения. Таким образом, многолетние натурные радиофизические эксперименты, в которых активно участвовал автор, дали весьма убедительные доводы в пользу *негауссовских статистик* [1 - 5]. Также образом более 15 лет назад нами было показано, что негауссовские функции распределения с тяжелыми хвостами (степенные/устойчивые) *естественно возникают (!)* при классической и фрактальной обработке одномерных и многомерных сигналов в радиочастотном и оптическом диапазонах с учетом скейлинговых соотношений. На рис. 2 схематически показаны основные направления исследований в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и приведены сведения о начале развертывания соответствующих крупных работ (см., например, [1 - 5]).



Рис. 2. Развитие новых авторских методов исследований в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН

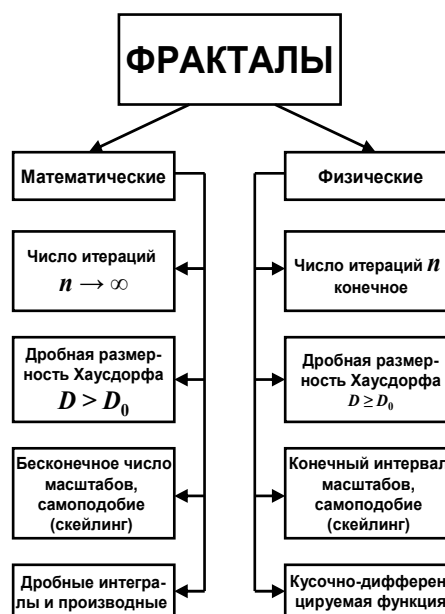


Рис. 3. Авторская классификация фрактальных множеств и сигнатур

2. Фракталы и дробные операторы. Теория фракталов рассматривает вместо целочисленных мер - дробные и базируется на новых количественных показателях в виде дробных размерностей D и соответствующих фрактальных сигнатур. Понятие фрактала ввел в научный обиход Б. Мандельброт. Он же высказал мысль, что пока для фракталов нет строгого определения. Автором была в свое время проделана большая работа по введению определений понятия «фрактал» в теорию и практику радиотехники и радиофизики [1 - 5] и на этой основе создана собственная классификация фракталов. Она приведена на рис. 3, где описаны свойства фракталов при условии, что D_0 – топологическая размерность пространства, в котором рассматривается фрактал с дробной размерностью D .

Исходя из данных рис. 2 и базируясь на [1 - 5], можно дать следующее достаточно формализованное *математическое определение* фрактала "Фрактал – это функциональное отображение или множество, получаемое бесконечным рекурсивным процессом, и имеющее следующие свойства: 1) самоподобие или масштабную инвариантность (бесконечный скейлинг), т.е. фракталы на малых масштабах выглядят в среднем так же, как и на больших; 2) дробную размерность (называемую размерностью Хаусдорфа) строго большую, чем топологическая размерность; 3) недифференцируемость и оперирование дробными производными и интегралами". *Физическое определение* фрактала следующее "Фракталы - это геометрические объекты (линии, поверхности, тела), имеющие сильно изрезанную структуру и обладающие свойством самоподобия в ограниченном масштабе".

Во время продолжительной встречи автора по линии МНТЦ (Нью-Йорк 16.12.2005 г. [2]) основатель фрактальной теории Б. Мандельброт проявил очень большой интерес к авторской концепции "Фрактальные радиосистемы", ко всем представленным ниже и в монографиях авторским результатам [1 - 5], а также одобрил авторское определение фракталов для теории и практики радиофизических исследований (рис. 3).

Относительно дробных операторов можно отметить следующее. Задолго до введения в научный обиход понятия динамической системы дробного порядка и появления работ Б. Мандельброта о фрактальной природе реальных объектов, было замечено, что

поведение некоторых исследуемых процессов и объектов (распространение тепла, вязкоупругие свойства материалов, диффузия и др.) не укладывается в рамки традиционного описания с помощью дифференциальных уравнений целого порядка. Более точно эти процессы и объекты могут быть количественно описаны с использованием оператора дробного интегрирования или дифференцирования (ДИД) $D^\alpha[f(t)]$, где $-1 < \alpha < 1$.

Несмотря на то, что понятие оператора ДИД было известно уже в конце 17 века [1 - 5], начало широкого применения дробного исчисления в науке и технике можно отнести к концу восьмидесятых – началу девяностых годов прошлого века. Дробный интеграл является обобщением n -кратного интеграла, а всюду не дифференцируемые в обычном смысле фрактальные функции могут быть дифференцируемы в смысле дробной производной Римана-Лиувилля [1, 3 - 5]. Физически операторы дробного интегрирования играют роль своеобразных «фильтров», выделяющих только те составляющие, которые локализованы на фрактальных (дробных) множествах исследуемого процесса. Отметим, что в последнее время в научном мире интенсивно обсуждаются фрактальные объекты и процессы, имеющие *отрицательные* и *комплексные дробные степени* [4, 5].

3. Фракталы в действии: Что сделано сегодня. В докладе подробно рассмотрены следующие “фрактальные” направления (рис. 1): (1) - синергетический подход к радиофизическим задачам радиотехники, электроники и радиолокации; (2) - фрактальные меры и фрактальные сигнатуры; (3) - избранные результаты фрактальной фильтрации мало контрастных объектов (в том числе и стелс – объектов); (4) - топология выборки и фрактальная цифровая обработка изображений; (5) - фрактальные распределения или паретианы; (6) - разработка эталонного словаря фрактальных признаков классов целей и проектирование первого фрактального непараметрического обнаружителя радиосигналов; (7) - страные аттракторы в фазовом пространстве отраженных радиолокационных сигналов диапазона миллиметровых радиоволн; (8) - концепция фрактальных радиоэлементов и фрактальных радиосистем; (9) - фрактальные антенны и фрактальные частотно-избирательные структуры на их основе; (10) - физическое моделирование фрактальных импедансов, дробных операторов и фрактальных конденсаторов; (11) - методы построения фрактальных сигналов и фрактальные методы передачи информации; (12) - фрактальная обработка медицинской информации; (13) - стратегические приложения новых технологий.

3.1. Автором также впервые предложены на основе фрактальных сигнатур методы оценки качества поверхности изделий и свойств микрорельефа современных конструкционных материалов при обработке их концентрированными потоками энергии. Создание *первого эталонного словаря фрактальных признаков классов целей* и постоянное усовершенствование алгоритмического обеспечения явились основными этапами при разработке первого в мире *фрактального непараметрического обнаружителя радиосигналов* (ФНОРС). Сейчас автором широко развернуты работы по методам *фрактальной адаптации* и их приложениям в действующих радиосистемах (РЛЛ) [4, 5].

3.2. В докладе представлены также результаты анализа электродинамических свойств разнообразных *фрактальных антенн* на основе алгоритмов численного решения гиперсингулярных интегральных уравнений. В отличие от традиционных методов, когда синтезируются гладкие диаграммы направленности антенны, в основе теории фрактального синтеза заложена идея реализации характеристик излучения с повторяющейся структурой на произвольных масштабах. Работа фрактальных антенн достигается через геометрию проводников, а не через накопление компонентов (как в классических антеннах). Достоинством таких антенн является то, что они имеют меньшие резонансные частоты по сравнению с классическими антеннами тех же размеров. Это дает возможность создавать новые режимы во фрактальной электродинамике, а также получать принципиально новые свойства. В частности, размещение фрактальных элементов на корпусе объекта может существенно исказить *сигнатуру* или *радиолокационный портрет* данного объекта.

3.3. В докладе рассмотрены перспективные пути синтеза фрактальных искусственных композитов и метаматериалов, которые можно отнести к “интеллектуальным” или “умным”. Для рассматриваемых задач автором предложены [1 - 5] основные пути, в частности: *a*)-миниатюрные фрактальные антенны, *b*)-фрактальные структуры в фотонных и магнанных кристаллах, *c*)-моделирование фрактальных импедансов и дробных операторов (первый фрактальный конденсатор), *d*)-перколяционный синтез наноструктурированных композитов и т.д. Физическое моделирование дробных интегральных и дифференциальных операторов позволяет на основе нанотехнологий создавать радиоэлементы на пассивных элементах, моделирующие *фрактальные импедансы* $Z(\omega)$ с частотным скейлингом $Z(\omega) \equiv A(j\omega)^{-\eta}$, где $0 \leq \eta \leq 1$, $A - const$, ω - угловая частота. В случае конечной стадии построения, когда используем n -ю подходящую дробь к данной непрерывной дроби, можно регулировать диапазоны частот, в которых будет наблюдаться степенная зависимость импеданса вида $\omega^{-\eta}$. В таком случае мы впервые реализуем “*фрактальный конденсатор*”.

3.4. В докладе широко представлены изученные автором с коллегами многочисленные проявления эффектов фрактальности в задачах распространения и рассеяния волн в случайно-неоднородных средах (реальная атмосфера и земные покровы) – рис. 1.

4. Фрактальные радиосистемы и устройства. Основываясь на полученных результатах, можно говорить о проектировании в будущем не только *фрактальных элементов* (устройств), но и *фрактальных радиосистем* – рис. 4 [1 - 5].



Рис. 4. Авторская концепция фрактальных радиосистем и устройств

Такие фрактальные радиосистемы структурно включают в себя фрактальные антенны и цифровые фрактальные обнаружители, основаны на фрактальных методах обработки информации, и также могут использовать фрактальные методы модуляции и демодуляции радиосигналов. Фрактальные методы обработки сигналов, волновых полей и изображений в широком смысле учитывают ту часть информации, которая при классических методах обработки безвозвратно терялась. Иначе говоря, классические методы обработки сигналов принципиально выделяют только ту составляющую информации, которая описывается целой мерой. Фрактальные методы могут функционировать на всех “уровнях” сигнала: амплитудном, частотном, фазовом и поляризованном.

Заключение/ Приведенные в докладе результаты указывают широкие выходы в классическую радиоэлектронику и радиофизику и открывают новые перспективы их раз-

вития. Благодаря учету фрактальности волновых явлений, развивающихся на всех этапах излучения, рассеяния и распространения волн в различных средах может быть значительно повышена результативность радиофизических исследований. Представление принятых радиосистемой сигналов в пространстве дробной меры и использование при их обработке скейлинговых соотношений позволяют привнести в традиционные области классической радиофизики и радиоэлектроники совершенно новые идеи и методы, а также получать на их основе достаточно неожиданные для практики, но физически обоснованные результаты.

Все рассмотренные в работе фрактальные методы анализа приводят в большинстве случаев к весьма сильным результатам, и от них можно ожидать еще очень много. Области применения фрактальной обработки постоянно расширяются [3], и трудно поверить, что еще около десяти лет назад было немало скептических высказываний относительно перспективности этого нового фундаментального научного направления.

Для аппаратной реализации устройств и методов фрактальной радиоэлектроники необходима элементная база, позволяющая выполнять обработку сигналов в пространстве дробной меры и моделировать фрактальные объекты и процессы, динамика которых подчиняется дифференциальным уравнениям дробного порядка. Такими элементами в устройствах фрактальной радиоэлектроники могут стать именно *фрактальные импедансы*. Именно в этом направлении сконцентрированы на сегодня усилия автора с большим коллективом коллег, поддерживающих его начинания.

По результатам командировок в период 2000 - 2005 г. автора в США (г.г. Атланта, Хантсвилл, Нью-Йорк, Франклин, Вашингтон) в рамках проекта МНТЦ и чтения им лекций по фрактальным технологиям в официальном письме из Алабамского университета и Центра Космической плазмы и Аэроисследований США в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН было отмечено: "...Радиолокационные технологии, представленные доктором А. Потаповым, основаны на теории фракталов и являются новыми. Важность этих исследований для международного сообщества специалистов и ученых неоспорима".

По данному направлению автором с коллегами выпущено несколько монографий и более 250 работ.

Данная работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты № 05-07-90349-в, № 07-07-07005-д, № 07-07-12054, № 07-08-00637-а).

Литература

1. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. 664 с.; см., также: Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.

2. Потапов А.А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. - Дополнение к кн.: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах / Пер. с англ.; Под ред. Т.Э. Кренкеля. М.: Техносфера, 2006. С. 374 - 479.

3. Потапов А.А., Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Пахомов А.А., Герман В.А. Новейшие методы обработки изображений / Под ред. А.А. Потапова. М.: Физматлит, 2008. 496 с. (Монография по гранту РФФИ № 07 - 07 - 07005).

4. Потапов А.А. Дробные и целые топологические размерности как основные составляющие в топологии выборки многомерных сигналов и их обработке // Тез. докл. Междунар. конф. "Дифференциальные уравнения и топология", посв. 100-летию со дня рождения Л. С. Понтрягина (Москва, 17 - 22 июня 2008 г.). М.: МГУ, Математический институт им. В.А. Стеклова РАН, 2008. С. 478 - 479.

5. Потапов А.А. Фракталы и дробные операторы в радиотехнике, радиолокации и обработке многомерных сигналов // Тез. докл. Междунар. науч.-техн. конф., посв. 100-летию со дня рождения В. А. Котельникова (Москва, 21 - 23 октября 2008 г.). М.: МЭИ (ТУ), 2008.

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ

Заяц А.Г.

ГП Научно-исследовательский институт метрологии измерительных и управляющих систем

79008, г. Львов, ул. Кривоноса, 6, тел. (032) 239-92-16,

E-mail: office@dndi-systema.lviv.ua

Possibilities of application of an optimum filtration of signals for a raise of effectiveness of nonparametric algorithms of detection have been surveyed. The prior information on probability allocations of informative signals and disturbances is considered unknown.

В зависимости от алгоритмов обработки, системы обнаружения разделяются на параметрические и непараметрические. Параметрические алгоритмы применяются при известной априорной информации о плотности распределения сигналов и помех. Для гауссовых сигналов они основаны на построении корреляционного интеграла, определяемого из функционала отношения правдоподобия, с учетом корреляционных функций или спектральной плотности мощности (СПМ) сигналов и помех [1]. В непараметрических алгоритмах такая априорная информация не используется, например, ввиду ее отсутствия. Соответственно, их эффективность может быть намного ниже эффективности параметрических алгоритмов. В работе рассматривается возможность применения оптимальной фильтрации обрабатываемых сигналов и повышения эффективности непараметрических алгоритмов при отсутствии необходимой априорной информации.

Примером непараметрических систем является стандартный корреляционный измеритель задержки, определяющий взаимную корреляционную функцию (ВКФ) сигналов $X_i(t)$, принимаемых двумя разнесенными приемниками

$$\hat{R}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T X_1(t) \cdot X_2(t - \tau) dt; \quad X_i(t) = y_i(t) + \xi_i(t); \quad i = 1, 2 \quad (1)$$

где: $\hat{R}(\tau)$ – оценка ВКФ; $y_i(t)$ – информативные сигналы; $\xi_i(t)$ – помехи.

Отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе измерителя задержки равно отношению величины максимума ВКФ к среднеквадратическому значению величины боковых пиков ВКФ. При обработке стационарных гауссовых сигналов математическое ожидание этого отношения на выходе стандартного измерителя задержки определяется выражениями [2]

$$S_{\text{ст}} = \sqrt{2T} \cdot S_0^{(1)}(F_1, F); \quad S_0^{(1)}(F_1, F) = \int_{F_1}^F g(\nu) d\nu / \left[\int_{F_1}^F q(\nu) d\nu \right]^{1/2}; \quad g(\nu) = P_1(\nu) \cdot P_2^*(\nu) \cdot G(\nu) \quad (2)$$

$$q(\nu) = \prod_{i=1}^2 [G_i(\nu) + b_i(\nu)]; \quad G_i(\nu) = |P_i(\nu)|^2 G(\nu); \quad P_i(\nu) = h(R_i) \cdot \exp[-\rho(\nu) \cdot R_i + j \cdot \phi(\nu) \cdot R_i] \quad (3)$$

где: $G(\nu)$ – СПМ сигнала на единичном расстоянии от источника; $b_i(\nu)$ – СПМ помехи на i -м приемнике; T – интервал интегрирования при построении ВКФ; F_1, F – нижняя и верхняя границы фильтров на входах коррелометра; $P_i(\nu)$ – передаточная функция канала распространения сигнала от объекта к приемнику " i "; $h(R_i)$, $\rho(\nu)$ – коэф-фициенты ослабления сигнала вследствие расширения волнового фронта и поглощения в среде; $\phi(\nu)$ – коэффициент, характеризующий фазовые сдвиги сигналов; $j = \sqrt{-1}$; \prod , $|x|$, $*$ – символы произведения; абсолютной величины и комплексного сопряжения.

Корреляционный измеритель задержки (в дальнейшем – коррелометр) можно оптимизировать, поставив на одном из его входов оптимальный фильтр с передаточной функцией, учитывающей соотношение СПМ информативного сигнала и помех [2]

$$z_{\text{оп}}(\nu) = P_1^*(\nu) \cdot P_2(\nu) \cdot G(\nu) / q(\nu). \quad (4)$$

Оптимальный коррелометр представляет параметрическую систему и обеспечивает максимально возможное ОСШ в классе линейных преобразований (фильтрации) сигналов

$X_i(t)$ в (1). Математическое ожидание ОСШ на выходе оптимального коррелометра определяется выражениями [2]

$$S_{\text{он}} = \sqrt{2T} \cdot S_0^{(2)}(F); \quad S_0^{(2)}(F) = \left[\int_0^F |g(v)|^2 / q(v) dv \right]^{1/2}. \quad (5)$$

При проектировании и работе корреляционных систем существенны вопросы оценки оптимального интервала интегрирования T при построении ВКФ и оптимальной полосы частот, в которой обрабатываются принятые сигналы. Завышенное значение F приводит к завышенной частоте дискретизации сигналов, соответственно, к излишнему увеличению обрабатываемых ресурсов системы и длительности обработки сигналов. Длительность обработки существенна при работе в реальном масштабе времени. Заниженное значение F либо T приводит к уменьшению ОСШ и дальности действия системы. Для решения вопросов, связанных с оценкой верхней границы оптимальной полосы обрабатываемых частот рассмотрим поведение ОСШ при $F \rightarrow \infty$. В случае сигналов и помех типа белого шума функции $S_0^{(1)}(F_1, F)$ и $S_0^{(2)}(F)$ (1), (5) с увеличением F растут пропорционально $\sqrt{F - F_1}$. Мощность белого шума бесконечна при $F \rightarrow \infty$. Мощность реальных сигналов и помех конечна, их СПМ в отличие от белого шума, стремится к нулю при $v \rightarrow \infty$. Можно показать, что для реальных сигналов и помех функция $S_0^{(1)}(F_1, F)$ (2), соответственно, и ОСШ на выходе стандартного коррелометра, при $F \rightarrow \infty$ стремятся к постоянной величине. Для оптимального коррелометра, в зависимости от соотношения СПМ сигналов и помех на больших частотах F , функция $S_0^{(2)}(F)$ (5) может стремиться к постоянной величине, либо к бесконечности (сингулярный случай). В сингулярном случае передаточная функция $z_{\text{он}}(v)$ (4) также неограниченно возрастает с увеличением частоты v , т.е. физически нереализуема. При этом эффективность оптимального коррелометра определяется техническими возможностями создания фильтра, передаточная функция которого совпадает с $z_{\text{он}}(v)$ в как можно более широкой полосе частот.

При корреляционной обработке реальных сигналов и помех верхняя граница оптимальной полосы частот определяется графиками функций $S_0^{(1)}(F_1, F)$ или $S_0^{(2)}(F)$. Из вышеизложенного следует, что для стандартного коррелометра с увеличением F функция $S_0^{(1)}(F_1, F)$ сначала возрастает и при некотором оптимальном F_m достигает максимума либо точки «насыщения». При дальнейшем увеличении F ОСШ стремится к постоянной величине, уменьшаясь, либо практически не изменяясь. Для оптимального коррелометра функция $S_0^{(2)}(F)$ с увеличением F только возрастает, достигает точки насыщения, после которой практически не изменяется. По графикам $S_0^{(1)}(F)$ или $S_0^{(2)}(F)$ находим точку F_m максимума функции или точку насыщения при отсутствии максимума. Величина F_m определяет верхнюю границу оптимальной полосы обрабатываемых частот.

Фильтр с передаточной функцией $z_{\text{он}}(v)$ в оптимальном коррелометре с физической точки зрения выполняет две основные функции. Во первых, он обрезает частоты, на которых СПМ помех намного превышает СПМ информативного сигнала. При $b_i(v) \gg G_i(v)$ подынтегральное выражение в (5) близко к нулю. Во вторых, для остальных частот, где сигнальная составляющая больше или сравнима с шумовой, вклад каждой частоты v перед интегрированием по v умножается на вспомогательный множитель $z_{\text{он}}(v)$. Этот множитель уравнивает дисперсию шумовой составляющей с величиной сигнальной составляющей. Отмеченные функции оптимального коррелометра в стандартном коррелометре можно, в пределах возможного, аппроксимировать полосовыми фильтрами.

В качестве примера рассмотрим задачу определения оптимальной полосы частот и интервала T в приложении к гидроакустике, для ситуации, приближенной к реальной. Рассмотрим шумы объекта гидроакустического излучения на фоне шумов моря. Приве-

денную к 1-му метру усредненную СПМ объекта $G(v)$ (пассажирский или транспортный корабль) и усредненную СПМ $b_i(v) = b(v)$ шумов моря возьмем из [3].

$$G(v) = \begin{cases} 1 & \text{при } v \leq \Omega_1 \\ \Omega_1^n \cdot v^{-n} & \text{при } v > \Omega_1 \end{cases}; \quad b_i(v) = b_2(v) = \begin{cases} s & \text{при } v \leq \Omega_2 \\ s \cdot \Omega_2^m \cdot v^{-m} & \text{при } v > \Omega_2 \end{cases} \quad (6)$$

где $\Omega_1 = 0,1$; $\Omega_2 = 0,001$; $n = 2,1$; $m = 1,8$; $s = 10^{1,9}$; $0 < v < 50 \text{ кГц}$

Расстояния от объекта до приемников (гидрофонов) примем равными $R_1 = R_2 = 20 \text{ км}$. Коэффициент $\rho(v)$ затухания сигнала определяем по формуле Торпа [3]

$$P_i(v) = \exp[-\rho(v) \cdot R_i] / R_i; \quad \rho(v) = 0,115 \cdot [0,11 \cdot v^2 / (1 + v^2) + 44v^2 / (4100 + v^2) + 3 \cdot 10^{-4} v^2].$$

Подставляя выражения (6) в (2),(5), при $F_1 = 0$ получаем графики (рис. 1) функций $S_0^{(1)}(0; F)$ (кривая 1) для стандартного коррелометра с фильтром нижних частот и $S_0^{(2)}(F)$ (кривая 5) для оптимального коррелометра. График функции $S_0^{(1)}(0; F)$ на рис.1 увеличен в 200 раз. Хотя объект излучает в полосе до 50 кГц, для стандартного коррелометра оптимальной является верхняя граница $F_{\text{ст}}^{(e)} = 0,5 \text{ кГц}$, где $S_{\text{ст}}(F) = 0,00015$, а для оптимального $F_{\text{он}}^{(e)} = 3,7 \text{ кГц}$, где $S_{\text{он}}(F) = 0,08$. В данном случае $S_{\text{он}}$ в пятьсот раз больше $S_{\text{ст}}$. Верхняя граница полосы частот в оптимальном коррелометре совпадает с положением максимума передаточной функции $z_{\text{он}}(v)$.

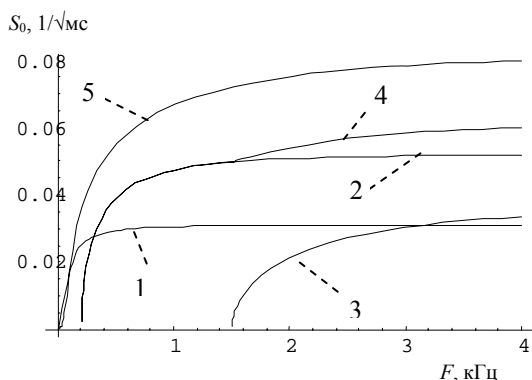


Рис. 1. Отношение сигнал-шум на выходе коррелометра:

- 1 – стандартный коррелометр (СТ) с фильтром нижних частот (увеличено в 200 раз);
- 2 – СТ с первым полосовым фильтром;
- 3 – СТ со вторым полосовым фильтром;
- 4 – СТ с двумя полосовыми фильтрами;
- 5 – оптимальный коррелометр

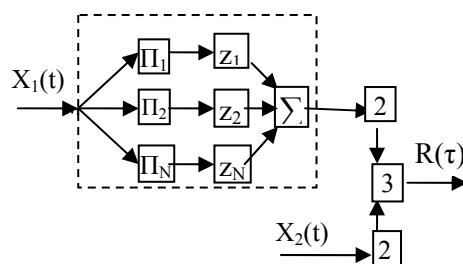


Рис. 2. Структурная схема корреляционного измерителя задержки:

- 1 – блок оптимальной фильтрации в стандартном коррелометре;
- Π_i – i -й полосовой фильтр; z_i – i -й усилитель;
- Σ – сумматор; 2 – фильтр нижних частот;
- 3 – блок построения ВКФ

Рассмотрим возможность аппроксимации оптимального фильтра полосовым фильтром в стандартном коррелометре. Для установления нижней границы полосового фильтра строим график функции $S_0^{(1)}(F_1, F^{(e)})$ (2) с изменяющейся нижней границей интегрирования F_1 и определяем местоположение ее максимума. Функция увеличивается от нуля при $F_1 = 0$ до значения 0,05 при $F_1 = 0,2$, затем уменьшается (график не приводится). При выполнении условия $F^{(e)} > F_{\text{он}}^{(e)} = 3,7$ фиксированная верхняя граница интегрирования $F^{(e)}$ не влияет на положение максимума. Для определения верхней границы строим график функции $S_0^{(1)}(0,2; F)$ при фиксированной нижней границе интегрирования $F_1 = 0,2$ (кривая 2, рис. 1). Функция достигает того же значения 0,05, а оптимальная верхняя граница сдвигается от значения 0,5 до 1,5. Установленные границы полосовых

фильтров на входах стандартного коррелометра равны $F_m^{(n)} = 0,2$; $F_m^{(e)} = 1,5$. При этом ОСШ на его выходе увеличивается в 300 раз от 0,00015 до 0,05 (кривые 1 и 2 на рис. 1).

Вторую функцию оптимального фильтра в стандартном коррелометре можно реализовать следующим образом. Общая обрабатываемая полоса частот в одном из каналов коррелометра разбивается полосовыми фильтрами на N полос $[F_i^{(n)}, F_i^{(e)}]$ ($i=1,2,\dots,N$), (рис. 2). Границы полосовых фильтров определяются аналогично указанному выше. Для оценки нижней границы $F_{i+1}^{(n)}$ последующего $(i+1)$ -го фильтра используется фильтр верхних частот с изменяющейся от значения $F_i^{(e)}$ нижней границей $f \geq F_i^{(e)}$, ($F_i^{(e)}$ – верхняя граница предыдущего i -го фильтра). Если при увеличении f ОСШ растет, значение $F_{i+1}^{(n)}$ принимается равным частоте f , при которой ОСШ достигает максимума. Если ОСШ не изменяется или уменьшается, то $F_{i+1}^{(n)} = F_i^{(e)}$. При фиксированном значении $F_{i+1}^{(n)}$ верхняя граница $F_{i+1}^{(e)}$ $(i+1)$ -го фильтра определяется из условия достижения точки насыщения или максимума ОСШ. Далее сигнал на выходе каждого i -го полосового фильтра умножается на соответствующий коэффициент z_i , все сигналы суммируются и подаются на вход блока построения ВКФ (рис. 2). ОСШ на выходе коррелометра согласно (2) определяется выражением

$$S_{\text{ст}} = S\sqrt{2T}; \quad S = \sum_{i=1}^N g_i z_i / (\sum_{i=1}^N q_i z_i^2)^{1/2}; \quad g_i = \int_{F_i^{(n)}}^{F_i^{(e)}} g(v) dv; \quad q_i = \int_{F_i^{(n)}}^{F_i^{(e)}} q(v) dv. \quad (7)$$

Величины $S_i = \sqrt{2T} \cdot g_i / \sqrt{q_i}$ представляют ОСШ в полосе $[F_i^{(n)}, F_i^{(e)}]$ i -го полосового фильтра и не изменяются при умножении обрабатываемых сигналов на z_i .

Оптимальные значения z_i , обеспечивающие максимум ОСШ S в (7), определяем с использованием неравенства Буняковского-Шварца

$$z_i = g_i / q_i. \quad (8)$$

Для практической оценки величин g_i, q_i в (8) в каждом из частотных диапазонов $[F_i^{(n)}, F_i^{(e)}]$ строим оценку ВКФ $\hat{R}_i(\tau)$ (1). При этом g_i равно максимуму ВКФ, а величина q_i/T (T -интервал интегрирования в (1)) равна среднему значению квадрата оценки ВКФ вне окрестности Δt_i максимального пика $\hat{R}_i(\tau_0)$.

$$g_i = \max \hat{R}_i(\tau) = \hat{R}_i(\tau_0); \quad q_i/T = \frac{1}{T^*} \left[\int_{\tau_1}^{\tau_0 - \Delta t_i/2} \hat{R}_i^2(\tau) d\tau + \int_{\tau_0 + \Delta t_i/2}^{\tau_2} \hat{R}_i^2(\tau) d\tau \right]; \quad T^* = \tau_2 - \tau_1 - \Delta t$$

$[\tau_1, \tau_2]$ – интервал построения ВКФ. Окрестность Δt_i определяется шириной полосы пропускания полосового фильтра $\Delta t_i \approx 2/(F_i^{(e)} - F_i^{(n)})$. Для центрированных сигналов и помех, вне интервала Δt_i математическое ожидание оценки $\hat{R}_i(\tau)$ можно считать равным нулю, и отличие функции $\hat{R}_i(\tau)$ от нуля характеризует дисперсию ВКФ.

В рассмотренном выше примере увеличение верхней границы полосового фильтра за точкой насыщения $F_1^{(e)} = 1,5 \text{ кГц}$ не приносит эффекта для стандартного коррелометра (кривая 2 на рис.1). Рассмотрим возможность расширения полосы частот с применением второго полосового фильтра и коэффициентов усиления z_1, z_2 . Найдем нижнюю и верхнюю границы второго полосового фильтра. При увеличении нижней границы f фильтра верхних частот от значения $f \geq 1,5 \text{ кГц}$ ОСШ на выходе коррелометра уменьшается (соответствующий график не приводится). Согласно вышесказанному, это означает, что нижняя граница второго фильтра совпадает с верхней границей первого. При фиксированном значении $F_2^{(n)} = F_1^{(e)} = 1,5 \text{ кГц}$ с увеличением верхней границы $F_2^{(e)}$ ОСШ в диапа-

зоне частот $[F_2^{(u)}, F_2^{(e)}]$ растёт и достигает точки насыщения при $F_2^{(e)} = 3,7 \text{ кГц}$ (кривая 3, рис 1). При этом величины $S_1 = 0,05$ и $S_2 = 0,033$ в полосах пропускания 1-го и 2-го фильтров сравнимы. Коэффициенты усиления z_1, z_2 определяются выражением (8), а величины g_i и q_i согласно (7)

$$g_1 = 0,034, \quad q_1 = 0,47, \quad z_1 = 0,072; \quad g_2 = 0,0015, \quad q_2 = 0,0021, \quad z_2 = 0,73 \quad (9)$$

График ОСШ на выходе стандартного коррелометра с применением двух полосовых фильтров и коэффициентов усиления (9) (с точностью до множителя $\sqrt{2T}$) приведен на рис.1 (кривая 4). В диапазоне $F \leq 1,5 \text{ кГц}$ кривые "2" и "4" совпадают. По сравнению с предыдущим (один полосовой фильтр) ОСШ возросло на 20% от величины 0,05 до 0,06. Верхняя граница второго фильтра совпадает с верхней границей фильтра нижних частот в оптимальном коррелометре. Дальнейшее увеличение полосы с применением 3-го полосового фильтра не даст эффекта, вклад ОСШ на частотах $\nu \geq 3,7 \text{ кГц}$ слишком мал.

Представленные на рис. 1 величины являются множителями при $\sqrt{2T}$ в (2),(5) и имеют размерность $1/\sqrt{\text{мс}}$. После определения верхней границы полосы частот F_m , при заданном пороговом значении ОСШ $S \geq p$, оптимальное значение T согласно (2),(5), определяется выражением

$$T_m = 0.5 [p / S_0(F_m)]^2. \quad (10)$$

Подставляя в (10) полученные значения $S_0(F_m^{(e)})$, для каждого рассмотренного случая (рис. 1) находим минимальную величину интервала интегрирования T_m , обеспечивающую заданное пороговое значение p ОСШ. При $p = 4$ имеем

$$T_m^{(1)} = 3.56 \cdot 10^8 \text{ мс}; \quad T_m^{(2)} = 3200 \text{ мс}; \quad T_m^{(4)} = 2200 \text{ мс}; \quad T_m^{(5)} = 1250 \text{ мс}.$$

Как видно, без оптимизации полосы частот достижение ($T_m^{(1)}$) порогового значения было бы нереальным. Подчеркнем, что границы полосовых фильтров и коэффициенты усиления можно оценивать в процессе проведения эксперимента, производя соответствующие действия с реальными фильтрами на входе измерительной системы и отслеживая поведение отношения сигнал-шум на ее выходе.

В рассмотренных примерах для стандартного коррелометра в качестве априорно известной использовалась только информация о том, что сигналы и помехи гауссовы, стационарны, центрированы. Для оптимального коррелометра необходима априорная информация об СПМ или корреляционных функциях сигналов и помех. Имея в распоряжении только две реализации, представляющие смеси информативного сигнала и помех, сложно, если вообще возможно, определить СПМ или корреляционные функции сигналов и помех по отдельности. Эти проблемы в какой-то степени решаются проведением оптимальной фильтрации обрабатываемых реализаций.

Принципиально, что эффективность непараметрических алгоритмов при отсутствии априорной информации о распределениях сигналов и помех можно довести до уровня, сравнимого с эффективностью оптимальных параметрических алгоритмов. Необходимая для этого информация извлекается из обрабатываемого материала.

Литература

1. И.Я. Кремер и др. Пространственно-временная обработка сигналов, – М.: Радио и связь, 1984.
2. Заяц А. Г. Измерительная техника. – 1987. – № 3. – С. 32.
3. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. – Л.: Судостроение, 1978.

ОПТИМАЛЬНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ СТАТИСТИКИ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО СИГНАЛА

Заяц А.Г.

ГП Научно-исследовательский институт метрологии измерительных и управляющих систем

79008, г. Львов, ул. Кривоноса, 6, тел. (032) 239-92-16,

E-mail: office@dndi-systema.lviv.ua

Methods for the increasing of reliability and efficiency of optimum algorithms of detection are offered for use in real conditions.

Оптимальные методы обнаружения основаны на построении корреляционного интеграла, определяемого из логарифма отношения правдоподобия [1]. В активных системах излучается известный детерминированный сигнал $S(t)$ и, на фоне помех $y(t)$, принимается отраженный случайный сигнал $\tilde{S}(t)$. Применение логарифма отношения правдоподобия предполагает наличие априорной информации о вероятностных характеристиках принимаемого сигнала $\tilde{S}(t)$ и многомерной плотности распределения помех. Для определения вероятностных характеристик сигнала $\tilde{S}(t)$ строится математическая модель. Эта модель адекватно реальной действительности учитывает искажение сигнала $S(t)$ при распространении и отражении от объекта [1]. Реальное распределение помехи в каждом конкретном случае неизвестно. В качестве многомерной плотности распределения помехи принимается гауссово распределение с числовыми характеристиками, определяемыми корреляционной матрицей (функцией) помехи. Основная причина такой подмены – практическая невозможность оценки реальной многомерной плотности распределения. Кроме того, даже при наличии такой оценки, ее применение в расчетах настолько бы их усложнило, что сделало нереальными.

В силу отмеченных причин, оптимальные алгоритмы при работе в реальных условиях нельзя считать оптимальными. Количественные характеристики системы, в том числе и рабочую характеристику, строго говоря, нельзя считать достоверными. Степень достоверности в каждом конкретном случае сложно оценить по той же причине: отсутствие информации о том, насколько велико отличие конкретного реального распределения помехи от используемого в расчетах "обобщенного" гауссового. В данной работе рассмотрены возможности повышения легитимности оптимальных "гауссовых" алгоритмов обнаружения в реальных измерениях.

Рассмотрим задачу обнаружения детерминированного сигнала $S(t)$, на фоне случайной аддитивной помехи $y(t)$ (дискретная выборка). Для гауссовых помех оптимальный алгоритм основан на использовании линейной статистики [2]

$$z_n(x) = \sum_{i=1}^n u_i \cdot x_i \geq h; \quad u_i = \sum_{j=1}^n R_{ij} \cdot S_j; \quad x_i = S_i + y_i. \quad (1)$$

где: S_i, y_i – отсчеты сигнала и помехи в выборке, R_{ij} – элементы матрицы, обратной к корреляционной матрице K_{ij} помехи; порог обнаружения h устанавливается в зависимости от принятого критерия качества (Байеса, Неймана-Пирсона и т. д.).

Показатели эффективности системы непосредственно зависят от отношения сигнал-шум (ОСШ) на ее выходе. ОСШ является параметром рабочей характеристики. Покажем, что независимо от распределения помехи, статистика $z_n(x)$ (1) в классе произвольных линейных статистик обеспечивает максимальное ОСШ на выходе системы.

Для центрированной помехи математическое ожидание и дисперсия статистики $z_n(x)$ соответственно равны

$$\langle z_n(x) \rangle = \sum_{i=1}^n u_i \cdot S_i; \quad \sigma^2 = \sum_{i,j=1}^n u_i \cdot K_{ij} \cdot u_j. \quad (2)$$

где: $K_{ij} = \langle y_i \cdot y_j \rangle$; $\langle \dots \rangle$ – символ усреднения.

В классе линейных статистик $z_n(x)$ с произвольными коэффициентами u_i найдем вектор коэффициентов $\bar{u} = (u_1, u_2, \dots, u_n)$, обеспечивающий максимум ОСШ.

$$d^2(\bar{u}) = \langle z_n(x) \rangle^2 / \sigma^2 = (\sum_{i=1}^n u_i \cdot S_i)^2 / (\sum_{i,j=1}^n u_i \cdot K_{ij} \cdot u_j) = \max. \quad (3)$$

Дифференцируя (3) по u_m , получаем систему уравнений для определения вектора \bar{u}

$$\frac{\partial d^2(\bar{u})}{\partial u_m} = S_m \cdot c(\bar{u}) \cdot [2S_m - c(\bar{u}) \cdot (\sum_{j=1}^n K_{mj} \cdot u_j + \sum_{i=1}^n K_{im} \cdot u_i)] = 0; \quad m = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

или, с учетом симметричности матрицы K_{ij} ,

$$\sum_{j=1}^n K_{mj} \cdot u_j = c^{-1}(\bar{u}) \cdot S_m; \quad c(\bar{u}) = (\sum_{i=1}^n u_i \cdot S_i) / (\sum_{i,j=1}^n u_i \cdot K_{ij} \cdot u_j); \quad m = 1, \dots, n. \quad (5)$$

Множитель $c(\bar{u})$ постоянный для всех уравнений системы (5). С учетом этого систему (5) можно записать в матричной форме

$$\hat{K} \times \bar{u} = c^{-1}(\bar{u}) \cdot \bar{S} \quad (6)$$

где: \hat{K} – корреляционная матрица с коэффициентами K_{ij} ; $\bar{S} = (S_1, \dots, S_n)$ – вектор компонентов сигнала.

Умножая (6) слева на обратную матрицу $\hat{R} = \hat{K}^{-1}$, получим

$$\bar{u} = c^{-1}(\bar{u}) \cdot (\hat{R} \times \bar{S}) \quad \text{или} \quad u_m = c^{-1}(\bar{u}) \cdot \sum_{j=1}^n R_{mj} \cdot S_j, \quad m = 1, 2, \dots, n. \quad (7)$$

Множитель $c(\bar{u})$ в (7) может быть произвольным, т.к. при подстановке (7) в (3) и в (4) он сокращается. Подставляя (7) в (3), получаем выражение для максимального ОСШ

$$d = \frac{Sp(\hat{R} \times \hat{S})}{\sqrt{Sp(\hat{R} \times \hat{K} \times \hat{R} \times \hat{S})}} = \frac{Sp(\hat{R} \times \hat{S})}{\sqrt{Sp(\hat{R} \times \hat{S})}} = \sqrt{Sp(\hat{R} \times \hat{S})} = [\sum_{i,j=1}^n S_i \cdot R_{ij} \cdot S_j]^{1/2} \quad (8)$$

где: \hat{S} – матрица с коэффициентами $s_{ij} = S_i \cdot S_j$; $Sp(\hat{H})$ – след матрицы \hat{H}

Таким образом, в классе произвольных линейных статистик $z_n(x)$ оптимальной является статистика с коэффициентами (7), обеспечивающая максимальное ОСШ (8). Эта статистика совпадает со статистикой (1). Результаты (7,8) получены без привлечения логарифма отношения правдоподобия и без информации о многомерном распределении помехи.

Для построения рабочей характеристики необходимо экспериментально определить одномерную плотность распределения статистики (1). Методики оценки одномерных законов распределения случайных величин на основе опытных данных достаточно развиты. Рассмотрим один из возможных вариантов. При заданном объеме (Т) обрабатываемой выборки разбиваем реализацию помехи $y(t)$ большой длительности ($0 \leq t < \infty$) на поддиапазоны длительности Т. Получаем множество реализаций $\{y_k(t)\}$, ($k = 1, 2, \dots, N$) длительности Т. Каждую реализацию $y_k(t)$ считаем заданной в интервале $[0, T]$, умножаем ее в этом интервале на функцию $u(t)$ и интегрируем

$$z_k = \int_0^T u(t) \cdot y_k(t) dt.$$

Путем подсчета количества n_i величин z_k , попадающих в интервал $(z_i, z_i + \Delta z)$, строится гистограмма $p_i = n_i / (N \cdot \Delta z)$. Сглаженная гистограмма $P(z)$ является оценкой плотности

распределения статистики $z_T(y) = \int_0^T u(t) \cdot y(t) dt$ (рис. 1). Для стационарной помехи функция $P(z)$ не зависит от времени.

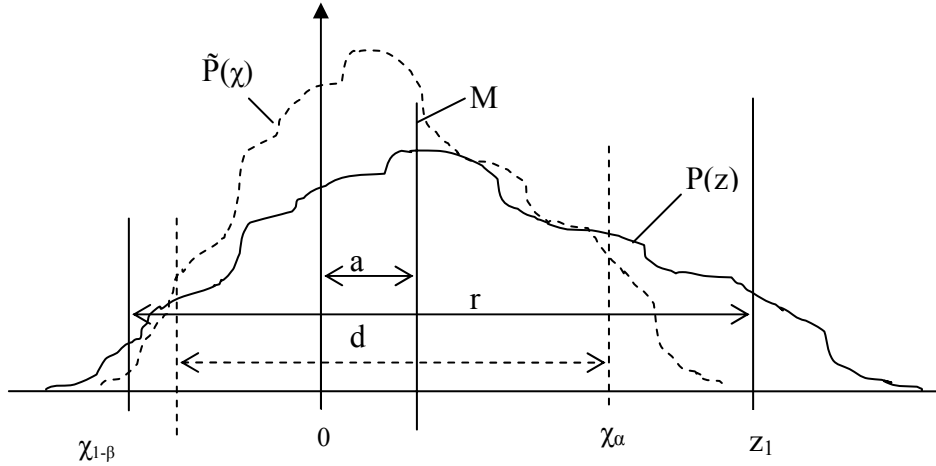


Рис. 1. Оценка плотности распределения $P(z)$ статистики $z = (\bar{u} \times \bar{y})$, либо $\tilde{P}(\chi)$ для статистики $\chi = z / \sigma$.

При наличии функции $P(z)$, процедура установления порогового уровня и построения рабочей характеристики аналогична принятой для нормального распределения. Для заданной вероятности α ложной тревоги порог обнаружения равен координате z_1 , правее которой площадь под кривой $P(z)$ равна α (рис.1). Несовпадение медианы **M** функции $P(z)$ с осью $z = 0$ означает, что помеха нецентрирована. Это учитывается в значении координаты z_1 , порог смещается на величину **a** (рис.1). Слева от точки z_1 на расстоянии $r = \langle z_T(x) \rangle = \sum_{i=1}^n u_i \cdot S_i$ фиксируем точку z_2 . Площадь под кривой $P(z)$ левее точки z_2 равна вероятности β пропуска сигнала, а правее z_2 – вероятности правильного обнаружения $(1 - \beta)$.

Для нормального распределения при определении процентных точек используется канонический вид плотности распределения, приведенной к единичной дисперсии. Функцию $P(z)$ также можно привести к такому виду. Для величины $\chi = z / \sigma$ имеем $\tilde{P}(\chi) = \sigma \cdot P(\chi / \sigma)$. При этом точки z_1, z_2 переводятся в "процентные" точки $\chi_\alpha = z_1 / \sigma$, $\chi_{1-\beta} = z_2 / \sigma$. Расстояние между ними $\chi_\alpha - \chi_{1-\beta} = r / \sigma = d$ равно ОСШ (8). Увеличение ОСШ ведет к уменьшению вероятности пропуска сигнала β , т. е. к повышению эффективности алгоритма. Классический вид уравнения рабочей характеристики сохраняется.

Найдем теперь вид оптимального зондирующего сигнала $S(t)$. Оптимальный сигнал при фиксированной энергии должен обеспечивать максимум величины d (8).

$$d^2 = \sum_{i,j=1}^n S_i \cdot R_{ij} \cdot S_j = \max \quad \text{при условии} \quad \sum_{i=1}^n S_i^2 = E. \quad (9)$$

Компоненты вектора \bar{S} находим методом неопределенных множителей Лагранжа [3]

$$\Phi(\bar{S}) = \sum_{i,j=1}^n S_i R_{ij} S_j - \lambda \cdot \left(\sum_{i=1}^n S_i^2 - E \right); \quad \partial \Phi(\bar{S}) / \partial S_m = 2 \left(\sum_{j=1}^n R_{mj} \cdot S_j - \lambda \cdot S_m \right) = 0. \quad (10)$$

Систему уравнений (10) можно записать в матричном виде

$$\hat{R} \times \bar{S} = \lambda \cdot \bar{S}; \quad \text{соответственно,} \quad \hat{K} \times \bar{S} = \tilde{\lambda} \cdot \bar{S}, \quad \tilde{\lambda} = 1/\lambda. \quad (11)$$

Вектор \bar{S} является собственным вектором матричных операторов \hat{R} и \hat{K} . Соответствующее ОСШ получаем, подставляя (11) в (9)

$$\tilde{d}^2 = \bar{S} \times \hat{R} \times \bar{S} = \lambda \cdot (\bar{S} \times \bar{S}) = \lambda \cdot |\bar{S}|^2. \quad (12)$$

Собственные значения λ находим из уравнения [3]

$$\text{Det}(K_{ij} - \tilde{\lambda} \cdot \delta_{ij}) = 0; \quad \lambda = 1/\tilde{\lambda}; \quad \delta_{ij} - \text{символ Кронекера.} \quad (13)$$

С учетом (11,12) искомый вектор \bar{S}_0 является собственным вектором оператора \hat{R} при максимальном собственном значении λ_0 и оператора \hat{K} при минимальном собственном значении $\tilde{\lambda}_0$ (минимальный действительный корень уравнения (13)). Вектор \bar{S}_0 определяется из (11) с точностью до постоянного множителя. Множитель конкретизируется дополнительным условием (9). Окончательно получаем

$$\hat{K} \times \bar{S}_0 = \tilde{\lambda}_0 \cdot \bar{S}_0; \quad |\bar{S}_0|^2 = E; \quad \tilde{d} = |\bar{S}_0| / \sqrt{\tilde{\lambda}_0} = \sqrt{E/\tilde{\lambda}_0}. \quad (14)$$

Полученные результаты сохраняются и для непрерывных выборок. При этом функция $u(t)$ определяется из интегрального уравнения [2], эквивалентному матричному уравнению (6). Предельное значение ОСШ \tilde{d} определяется выражением (14). Оптимальный зондирующий сигнал $S_0(t)$ и величина $\tilde{\lambda}_0$ определяются из уравнения

$$\int_0^T K(t, t') \cdot S_0(t') dt' = \tilde{\lambda} \cdot S_0(t); \quad \int_0^T S_0^2(t) dt = E. \quad (15)$$

Выводы. Оптимальные для гауссовой помехи линейные алгоритмы обнаружения являются также оптимальными в классе линейных алгоритмов, вне зависимости от вида законов распределения помехи. Для повышения достоверности и эффективности алгоритмов при работе в реальных условиях следует применять одномерную оценку реальной плотности распределения статистики $z_T(y)$.

Максимально возможное отношение сигнал-шум на выходе любой линейной системы обнаружения детерминированного сигнала не превышает предельного значения, равного корню из отношения энергии сигнала в выборке к величине $\tilde{\lambda}_0$. Величина $\tilde{\lambda}_0$ определяется только корреляционной функцией помехи и объемом выборки.

Для каждого фиксированного объема выборки существует свой оптимальный зондирующий сигнал, позволяющий достичь предельного значения отношения сигнал-шум. Форма сигнала определяется только корреляционной функцией помехи и объемом выборки.

Литература

1. И.Я. Кремер и др. Пространственно-временная обработка сигналов, – М.: Радио и связь, 1984.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, – М.: Радио и связь, 1989.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1973.

О ПРОСТРАНСТВЕННО – ВРЕМЕННОМ ПОДОБИИ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ КООРДИНАТНОЙ ПРИВЯЗКИ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА

Печенин В.В., Нечипорук П.А., Фиров С.А.

Харьковский национальный аэрокосмический университет «ХАИ»

Харьков, ул. Чкалова 17, кафедра проектирования радиоэлектронных устройств,
систем и комплексов (501), тел. (057) 707-43-51, 8-067-728-39-62,

E-mail: berezark@ukr.net

In the present report the problem of an estimation of spatial coordinates of the statistical centre of reflexion of the extensive object, based on the known, already synthesised algorithms of time processing of parametres of the reflected signal is considered, namely Doppler displacement of frequency and time delay. On the basis of the comparative analysis of algorithms of an estimation of spatial coordinates of object and time parametres of a signal their full analytical similarity that gives the chance applications of universal algorithm of an estimation of time parametres and coordinates of the statistical centre of reflexion extensive object has been revealed.

Введение. Задача оценки координатной привязки протяженного объекта и крупногабаритного морского судна, геометрические размеры которого по длине составляют 200 – 250 метров при ширине до 40 метров и высоте борта до 20 – 30 метров, является одной из важнейших, при выполнении операции проводки судна с требуемой точностью и безопасностью при стесненных условиях мореплавания и сложной метеорологической обстановке. Основным источником информации о координатах такого объекта, является рассеянное радиолокационное поле, формируемое при облучении объекта сигналами береговой радиолокационной станции. Одной из возможных точек координатной привязки протяженного [1] объекта может быть выбран статистический центр отражения, который является результатом статистической обработки полей создаваемых «блестящими» точками, расположенными на объекте. В ряде работ рассмотрена задача синтеза на аналитическом уровне алгоритмов оценки углового направления (координаты азимута) и координаты дальности статистического центра отражения.

Сущность. В настоящем докладе рассмотрена задача оценки пространственных координат статистического центра отражения протяженного объекта, основанная на известных, уже синтезированных алгоритмах временной обработки параметров отраженного сигнала, а именно доплеровского смещения частоты и временного запаздывания [2]. На основе сопоставительного анализа алгоритмов оценки пространственных координат объекта [3] и временных параметров сигнала было выявлено их полное аналитическое подобие, что дает возможность применения универсального алгоритма оценки временных параметров и координат статистического центра отражения протяженного объекта. При этом вводится единый универсальный параметр, например, A (частота, время запаздывания, угловое направление, дальность), оценка которого может осуществляться как в аналоговой, так и цифровой формах. Входящие в универсальный алгоритм отсчетные значения частоты, времени запаздывания, углового направления и дальности могут формироваться на основе оптимальных или квазиоптимальных алгоритмов, учитывающих особенности технических характеристик реальных радиолокаторов, таких как полоса пропускания резонансных трактов, диаграмму направленности антенны, некогерентное накопление отраженных сигналов, уровень внутренних шумов и т.д.

В качестве подтверждения изложенных выше соображений приведем основные аналитические соотношения, заимствованные из работ [2], [3]. Оценка частоты доплеровского сигнала, постоянной на заданном измерительном интервале T , может быть рассчитана по формуле:

$$f_{\text{cp}}^* = \frac{\sum_{i=1}^N f_i^* U_i^2}{\sum_{i=1}^N U_i^2}, \quad (1)$$

где f_i^* – оценка частоты на i -м подинтервале τ_u определяемом из соотношения $\tau_u = (1,1 \div 1,37) \cdot \Delta f_3^{-1}$; Δf_3 – эффективная полоса пропускания фильтрующего тракта, амплитудно-частотная характеристика которого определяет выбор конкретного значения коэффициента $(1,1 \div 1,37)$; U_i^2 – квадрат амплитуды сигнала на i -м подинтервале т.е. интенсивность сигнала; $N = \frac{T}{\tau_u}$.

Если измерение амплитуды не производится, то:

$$f_{\text{cp}}^* = \sum_{i=1}^N \frac{f_i^*}{N}; \quad (2)$$

Потенциальная точность оценки частоты по алгоритму (1), определяется дисперсией ошибки

$$\sigma^2_f = \left(\frac{\Delta f_3}{q} \right)^2 \quad (3)$$

где q – отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума.

Аналогичные алгоритмам (1), и (2) аналитические соотношения можно записать и для оценки времени запаздывания отраженного сигнала. В этом случае под N следует понимать число стробов по дальности, в которых располагается отраженный импульсный сигнал.

Потенциальная точность измерения временной задержки определяется выражением

$$\sigma^2_\tau = \left(\frac{\delta\tau}{q} \right)^2, \quad (4)$$

где $\delta\tau$ – разрешение по задержке.

Аналогичные по математической форме записи для алгоритмов оценки углового направления и координаты дальности получены в работе [3], но с использованием достаточно сложных аналитических преобразований.

$$v_{\text{cp}}^* = \frac{\sum_{i=1}^N I_{0i}^0 \cdot v_i^*}{\sum_{i=1}^N I_{0i}^0}, \quad (5)$$

$$D_{\text{cp}}^* = \frac{\sum_{k=1}^M I_{0k}^0 \cdot D_k^*}{\sum_{k=1}^M I_{0k}^0}. \quad (6)$$

Здесь $v_{\text{cp}}^*, D_{\text{cp}}^*$ – соответственно координаты азимута и дальности статистического центра отражений; I_{0i}^0, I_{0k}^0 – интенсивности сигналов, отраженных N «блестящими» точками по азимуту и M «блестящими» точками по дальности; v_i^* – оценки углового направлений i - блестящей точки, D_k^* – дальность до k -q блестящей точки.

Без учета интенсивностей:

$$v_{cp}^* = \frac{\sum_{i=1}^N v_i^*}{N}, \quad (7)$$

$$D_{cp}^* = \frac{\sum_{i=1}^M D_i^*}{M}.$$

Оптимальная оценка азимута и дальности определяется минимальными дисперсиями

$$\sigma_{v}^2 = \left(\frac{\delta v}{q} \right)^2, \quad \sigma_{D}^2 = \left(\frac{\delta D}{q} \right)^2, \quad (8)$$

где $\delta v, \delta D$ – разрешающая способность берегового радиолокатора по азимуту и дальности.

Сравнивая соотношения (1), (2) и (5), (6) можно заметить их полную идентичность. Если обозначить величины $f^*, \tau^*, v_{cp}^*, D_{cp}^*$ через некоторый универсальный параметр A^* то

$$A_{cp}^* = \frac{\sum_{i,k}^{N,M} I_{0i}^0 \cdot A_{i,k}^*}{\sum_i^{N,M} I_{0i,k}^0}, \quad (9)$$

В случае отсутствия информации об интенсивности (квадрате амплитуды)

$$A_{cp}^* = \frac{\sum_{i,k}^{N,M} A_{i,k}^*}{(N, M)}, \quad (10)$$

Дисперсии оценок пространственно-временных параметров можно так - же вычислить по общей универсальной формуле

$$\sigma_{2A}^2 = \left(\frac{\delta A}{q} \right)^2, \quad (11)$$

Выводы. Основной научный результат приведенных в докладе результатов исследований состоит в корректном доказательстве полного аналитического подобия алгоритмов оценки временных и пространственных параметров сигналов, отраженным протяженным объектом, типа крупнотоннажного морского судна. При этом оптимальность оценок пространственных и временных параметров однозначно определяется оптимальностью обработки единичных отсчетов частоты, времени задержки, углового направления и дальности и интенсивностью сигнала. Предложен аналитический вариант универсальной записи обрабатывающего алгоритма оценок временных и пространственных параметров сигнала, отраженного протяженным объектом. Полученные авторами доклада результаты исследований можно использовать при модернизации существующих береговых радиолокационных станций и других измерительных радиотехнических систем, а так же при разработке перспективных радиосистем различного назначения.

Литература

1. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
2. Меркулов В.И., Канащенков А.И., Перов А.И. и др. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч.1./ Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова – М.: «Радиотехника», 2004. – 312 с.
3. Мсаллам Е.П. Печенин В.В. Оптимальные цифровые алгоритмы определения координат статистического центра отражения протяженного объекта / Е.П. Мсаллам, В.В. Печенин // Известия высших учебных заведений. Радиотехника. – Киев: КПИ. – 2006. – Т. 49, № 11. – С. 64-72.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В АКТИВНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С НЕСИНХРОННЫМ ОБЗОРОМ ПРОСТРАНСТВА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ НЕРАВНОТОЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ С РАЗНЫМ ТЕМПОМ ОБНОВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Закиров З.З., Кукобко С.В., Рошупкин Е.С.

Харьковский университет Воздушных Сил

61023, Харьков, ул. Динамовская 3^А Научный центр Воздушных Сил, тел. (057) 702-01-53.

The algorithm of determination of an air object motion operation factors is proposed. The algorithm take account asynchronous air surveillance by some radars with unequal accuracy and different data rate.

Идея интеграции радиолокационных систем (РЛС) различных ведомств вытекает из принятой в 2003 году Кабинетом министров Украины концепции “Комплексной программы создания и развития государственной интегрированной информационной системы обеспечения управления подвижными объектами (связь, навигация, наблюдение)”. В литературе, посвященной обработке радиолокационной информации (РЛИ) от нескольких активных источников [1-4], вопросы определения параметров движения воздушного объекта (ВО) в единой прямоугольной системе координат (ЕПСК) при обработке сигналов, получаемых некогерентной системой с несинхронным обзором пространства (НСНОП) от нескольких неравноточных источников с разным темпом обновления информации освещены недостаточно полно.

Целью работы является синтез алгоритма определения параметров движения ВО в ЕПСК при обработке РЛИ, получаемой НСНОП от нескольких неравноточных источников с разным темпом обновления информации.

Пусть имеется НСНОП, состоящая из N разнотипных неравноточных обзорных РЛС с разным темпом обзора пространства, разнесенных в пространстве на расстояние, существенно превышающее радиус пространственной корреляции принимаемых сигналов. За интервал времени завязки траектории $T_{зав тр 0}$ каждой РЛС получено $(M_i + 1)$ отметок – в моменты времени t_{ij} i -й РЛС ($i = 1...N$) производится оценка сферических координат ВО $\hat{S}_{ij} = \{ \hat{R}_{ij} \quad \hat{\epsilon}_{ij} \quad \hat{\beta}_{ij} \}$ – наклонной дальности, угла места и азимута ($j = 0...M_i$).

Для получения априорной информации о результатах независимых первичных измерений в НСНОП расчет пространственных характеристик зеркальных антенных систем локаторов (имеющих наибольшее распространение) и полей рассеяния ВО предполагается осуществлять на основании методов физической оптики. При этом поле излучения зеркальной антенной системы может быть представлено как:

$$\vec{H}^{poz}(\vec{r}_0) = jk_0 \frac{e^{jk_0|\vec{x}_0|}}{4\pi|\vec{x}_0|} \int_{S_1} \vec{H}^\perp e^{-jk_0(\vec{r}_0\vec{x}_0)} dS, \quad (1)$$

где S_1 – поверхность зеркала; k_0 – волновое число свободного пространства; \vec{r}_0 – направление на точку в дальней зоне; $\vec{H}^\perp \approx 2(\vec{n} \times \vec{H}^0)$; $|\vec{x}_0|$ – расстояние до точки в дальней зоне; \vec{n} – нормаль к поверхности S_1 ; \vec{H}^0 – поле, наведенное первичным источником (диполь, рупор) на поверхности S_1 .

В дальнейшем, определив \vec{H}^\perp и подставив его в выражение (1) можем определить поле, излучаемое антенной системой в дальнюю зону. Для учета влияния подстилающей поверхности воспользуемся следующим выражением [5]:

$$\vec{p}\vec{E}(\vec{R}^0) = -j\Omega(k_0x_0)k_0^2 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \int_{S_1} \left[\vec{p}e^{-jk_0(\vec{R}^0\vec{x})} + \vec{p}^1e^{-jk_0((\vec{R}^0-\vec{R}^1)\vec{c}+\vec{R}^1\vec{x})} \right] \vec{H}^\perp(\vec{x}) dS, \quad (2)$$

где вектор \vec{c} характеризует фазовое запаздывание, обусловленное наличием подстилающей поверхности; $-\vec{R}^1 = -\vec{R}^0 + 2\vec{n}(\vec{R}^0\vec{n})$ – направление отраженной от подстилающей поверхности волны; $\Omega(k_0x_0) = \frac{1}{4\pi} \frac{\exp(jk_0x_0)}{k_0x_0}$; \vec{p}^1 – комплексный коэффициент отражения,

$$\vec{p}^1 = \vec{p}_T^1 - \vec{n} \frac{(\vec{p}_T^1 \vec{R}^1)}{\cos \theta}; \text{ где}$$

$$\vec{p}_T^1 = \frac{(s \cos \theta - 1)}{(s \cos \theta + 1)} + \frac{2s}{s \cos \theta + 1} \left[\vec{R}_T^1 \frac{(\vec{R}_T^1 \vec{p}_0)}{s + \cos \theta} + \vec{R}_\perp^1 \vec{R}_\perp^1 \vec{p}_0 / \varepsilon'_1 \mu'_1 \left(s + \frac{\cos^2 \theta_1}{\cos \theta_1} \right) \right]; s = \sqrt{\frac{\mu'_1}{\varepsilon'_1}} \cos \theta_1;$$

$$\cos^2 \theta_1 = 1 - \frac{\sin^2 \theta}{\varepsilon'_1 \mu'_1}; \vec{R}_T^1 = \vec{R}^1 - \vec{n}(\vec{R}^1 \vec{n}); \vec{R}_\perp^1 = (\vec{n} \times \vec{R}^1); \vec{p}_T^0 = \vec{p}^0 - \vec{n}(\vec{p}^0 \vec{n}).$$

Расчет рассеянного ВО поля производится математическим моделированием его поверхности, которое базируется на ее аппроксимации фрагментами трехосных эллипсоидов и триангуляции созданной модели системой треугольных facets.

При передаче РЛИ ошибки, вносимые каналами связи, приводят к искажению передаваемой кодовой комбинации, ведущему к потере информации. В полученной кодограмме с координатами ВО содержатся взаимонезависимые ошибки, обусловленные: экстраполяцией координат на момент выдачи кодограмм $\sigma_{k\Xi}$, задержкой σ_{kT} и возможными искажениями $\sigma_{k\Pi}$ кодовой комбинации в канале передачи данных [6]. При известной $\sigma_{k\Sigma}^2$ – дисперсии суммарной ошибки по координате k : $\sigma_{kT}^2 = \sigma_{k\Sigma}^2 - (\sigma_{k\Xi}^2 + \sigma_{k\Pi}^2)$ допустимое значение дисперсии ошибок, возникающих за счет задержки кодограмм в канале передачи:

$$\sigma_{kT}^2 = \sigma_{k\Sigma}^2 - \frac{2[(\Sigma - 1)(2\Sigma - 1) + 6h(\Sigma - 1) + 6h^2]}{\Sigma(\Sigma^2 - 1)} \sigma_k^2 - \frac{1}{m_n} [4(4^{m_n} - 1) \sigma_k^2 (\Xi^2 - 1) p_{\text{роз}}^2],$$

где Σ – общее число отметок от ВО, h – число экстраполированных отметок о ВО, m_n – число двоичных разрядов, Ξ – коэффициент, обычно равный 1,1 [6], $p_{\text{роз}}$ – вероятность искажения одного двоичного разряда.

Информация об отметках, оценках сферических координат и статистических характеристиках ошибок их измерения поступает на централизованный пункт обработки РЛИ в единой сетке времени (известно время измерения координат, задержка информации известна, либо ей можно пренебречь). Об оценках известно, что

$$\hat{S}_{ij} = S^*_{ij} + \Delta S_{ij}, \quad M[\Delta S_{ijp}] = 0, \quad M[\Delta S_{ijp} \cdot \Delta S_{nmr}] = \sigma^2 S_{ijp} \delta_{i,n} \delta_{j,m} \delta_{p,r}, \quad (3)$$

где S^*_{ij} – вектор истинных значение сферических координат, ΔS_{ij} – вектор нормальных ошибок, обусловленных шумами, $i \in 1 \dots N$, $j = 0 \dots M_i$, $p = 1 \dots 3$, $\delta_{a,b} = \begin{cases} 1, & a = b \\ 0, & a \neq b \end{cases}$ – символ Кронекера,

Положим, что кривизна земной поверхности и рефракция радиоволн учтены. Тогда в ЕПСК $\vec{K} = \{\bar{x} \quad \bar{y} \quad \bar{z}\}$ оценки прямоугольных координат ВО, связанные с оценками сферических координат относительно i -й РЛС системы функциональной зависимостью $\hat{K}_{ijp} = \hat{K}_{ijp} + \vec{K} 0_{ip} = \varphi(\hat{S}_{ij}) + \vec{K} 0_{ip}$, имеют вид:

$$\begin{cases} \hat{x}_{ij} = \hat{x}_{ij} + \bar{x}_{0i} = \hat{R}_{ij} \cdot \cos \hat{\varepsilon}_{ij} \cdot \cos \hat{\beta}_{ij} + \bar{x}_{0i} \\ \hat{y}_{ij} = \hat{y}_{ij} + \bar{y}_{0i} = \hat{R}_{ij} \cdot \sin \hat{\varepsilon}_{ij} + \bar{y}_{0i} \\ \hat{z}_{ij} = \hat{z}_{ij} + \bar{z}_{0i} = \hat{R}_{ij} \cdot \cos \hat{\varepsilon}_{ij} \cdot \sin \hat{\beta}_{ij} + \bar{z}_{0i} \end{cases}, \quad (4)$$

где \hat{K}_{ijp} – оценки соответствующих прямоугольных координат ВО относительно i -й РЛС в момент времени t_{ij} , $\bar{K}0_i$ – вектор известных координат i -й РЛС системы в единой прямоугольной системе координат, $p = 1...3$.

Можно показать, что при измерении координат маневрирующего ВО обзорными РЛС аппроксимация траектории его движения полиномом выше степени $w_{max} = 2$ является нецелесообразной [3]. Таким образом, модель траектории движения ВО по соответствующей прямоугольной координате на небольшом промежутке времени $T_{зав тр 0}$ порядка 10-25 секунд (1-5 периодов обзора) в единой системе координат в большинстве случаев достаточно точно может быть записана в общем виде

$$k(t) = k_0 + \mathcal{G}_k \cdot t + \frac{a_k \cdot t^2}{2} + N_k(t) = \sum_{w=0}^{w_{anp}} k_w \cdot \frac{t^w}{w!} + N_k(t), \quad (5)$$

где k_0 – начальное значение соответствующей координаты, $k_1 = \mathcal{G}_k$ и $k_2 = a_k$ – проекции начальной скорости и ускорения соответственно, $N_k(t)$ – составляющая случайных факторов, искажающих траекторию движения ВО по соответствующей координате, $w = 0...w_{anp}$, $1 \leq w_{anp} \leq 2$. При этом предположим, что за интервал времени, равный темпу обновления информации о ВО $T_{обн}$ (переменный в общем случае),

$$\begin{aligned} |M[N_k]| &<< |k_{wmax}|, \quad M[N_k - M[N_k]]^2 + M[N_k]^2 < [k_{wmax}]^2, \\ M[N_k - M[N_k]]^2 + M[N_k]^2 &< \sigma_{ki}^2. \end{aligned} \quad (6)$$

Соотношения числовых характеристик оценок прямоугольных координат ВО относительно РЛС (3) имеют вид [4]:

$$\begin{cases} M[\hat{x}_{ij}] = R_{ij}^* \cdot \cos(\varepsilon_{ij}^*) \cdot \cos(\beta_{ij}^*) \cdot \exp\left\{-\frac{(\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2 + \sigma_{\beta_{ij}}^2)}{2}\right\} = x_{ij} + \Delta x_{ij} \\ M[\hat{y}_{ij}] = R_{ij}^* \cdot \sin(\varepsilon_{ij}^*) \cdot \exp\left\{-\frac{\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2}{2}\right\} = y_{ij} + \Delta y_{ij} \\ M[\hat{z}_{ij}] = R_{ij}^* \cdot \cos(\varepsilon_{ij}^*) \cdot \sin(\beta_{ij}^*) \cdot \exp\left\{-\frac{(\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2 + \sigma_{\beta_{ij}}^2)}{2}\right\} = z_{ij} + \Delta z_{ij} \end{cases}, \quad (7)$$

$$\begin{cases} \sigma_{\hat{x}_{ij}}^2 = \frac{(R_{ij}^*)^2 + \sigma_{R_{ij}}^2}{4} \cdot [1 + \cos(2\varepsilon_{ij}^*) \cdot \exp\{-2\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2\}] \cdot [1 + \cos(2\beta_{ij}^*) \cdot \exp\{-2\sigma_{\beta_{ij}}^2\}] - \\ - [R_{ij}^* \cdot \cos(\varepsilon_{ij}^*) \cdot \cos(\beta_{ij}^*)]^2 \cdot \exp\{-(\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2 + \sigma_{\beta_{ij}}^2)\} \\ \sigma_{\hat{y}_{ij}}^2 = \frac{(R_{ij}^*)^2 + \sigma_{R_{ij}}^2}{2} \cdot [1 - \cos(2\varepsilon_{ij}^*) \cdot \exp\{-2\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2\}] - [R_{ij}^* \cdot \sin(\varepsilon_{ij}^*)]^2 \cdot \exp\{-\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2\}, \\ \sigma_{\hat{z}_{ij}}^2 = \frac{(R_{ij}^*)^2 + \sigma_{R_{ij}}^2}{4} \cdot [1 + \cos(2\varepsilon_{ij}^*) \cdot \exp\{-2\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2\}] \cdot [1 - \cos(2\beta_{ij}^*) \cdot \exp\{-2\sigma_{\beta_{ij}}^2\}] - \\ - [R_{ij}^* \cdot \cos(\varepsilon_{ij}^*) \cdot \sin(\beta_{ij}^*)]^2 \cdot \exp\{-(\sigma_{\varepsilon_{ij}}^2 + \sigma_{\beta_{ij}}^2)\} \end{cases}, \quad (8)$$

При пренебрежении систематическими ошибками измерения координат, зная оценки сферических координат ВО и статистические характеристики ошибок их измерения отдельными РЛС (3), можно получить статистические характеристики ошибок измерения прямоугольных координат $\sigma_{k_{ij}}^2$ (8) и перейти от неравноточных измерений к равноточным. В случае, когда $\Sigma = \sum_{i=1}^N M_i > w_{anp}$, уравнение параметров его движения в матричном виде можно записать следующим образом:

$$T^T \cdot P \cdot T \cdot \bar{K}c = T^T \cdot P \cdot K, \quad (9)$$

где при $w_{anp} = w_{max} = 2$

$$T = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 1 & \sum_{j=0}^{M1} \Delta t_{1j} & \frac{\left(\sum_{j=0}^{M1} \Delta t_{1j}\right)^2}{2} \\ \dots & \dots & \dots \\ 1 & \sum_{j=0}^{MN} \Delta t_{1j} & \frac{\left(\sum_{j=0}^{MN} \Delta t_{1j}\right)^2}{2} \end{pmatrix}, P = \text{diag} \left\{ \begin{matrix} \sigma_{k10}^{-2} \\ \dots \\ \sigma_{k1M1}^{-2} \\ \dots \\ \sigma_{kNMN}^{-2} \end{matrix} \right\}, \bar{K}_c = \begin{pmatrix} k_0 \\ \vartheta_k \\ a_k \end{pmatrix}, K = \begin{pmatrix} k_{10} \\ \dots \\ k_{1M1} \\ \dots \\ k_{NMN} \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Для i -й РЛС временные интервалы Δt_{ij} – задержки поступления j отметки РЛИ относительно начального момента поступления информации о ВО ($j = 0$) или предыдущего момента получения информации о ВО той же РЛС ($j \neq 0$). В общем случае $\sigma_{k a,b} \neq \sigma_{k c,d}$. Вектор оценок параметров траектории движения ВО однозначно определяется из матричного уравнения

$$\hat{K}_c = [T^T \cdot P \cdot T]^{-1} \cdot T^T \cdot P \cdot K. \quad (11)$$

В предположении о малости систематических ошибок измерения координат (7) и справедливости соотношений (6) можно полагать, что вектор оценок параметров траектории $\bar{K}_c = \{k_0 \ \vartheta_k \ a_k\}^T$ является асимптотически несмещенным, а дисперсии измерения соответствующих параметров определяются выражением

$$\sigma_{\bar{K}_c w}^2 \approx \sum_{q=1}^{\Sigma} \Omega_{wq}^2 \cdot \sigma_{kq}^2, \quad (12)$$

где $\Omega = [T^T \cdot P \cdot T]^{-1} \cdot T^T \cdot P$, $w = 0 \dots w_{\text{анп}} = w_{\text{max}} = 2$, $q = 1 \dots \Sigma$.

Сглаженное значение координат ВО определяется выражением

$$\tilde{K} = T \cdot \hat{K}_c. \quad (13)$$

Полученные значения текущих оценок параметров движения ВО (11) и числовых характеристик ошибок их измерения (12) в дальнейшем целесообразно использовать в качестве априорных данных при фильтрации параметров движения ВО [2-3] в системе с несинхронным обзором пространства и переменным темпом обновления информации $T_{\text{обн}}$ от нескольких неравноточных источников.

Литература

1. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
2. Радиотехнические системы: Основы построения и теория. Справочник. / Ширман Я.Д., Лосев Ю.И., Минервин Н.Н., Москвитин Н.Н., Горшков С.А., Леховицкий Д.И., Левченко Л.С. / Под ред. Ширмана Я.Д. – М.: ЗАО “МАКВИС”, 1998. – 828 с.
3. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – Киев: Издательство КВиЦ, 2000. – 428 с.
4. Рошупкин Е.С. Оценка прямоугольных координат цели при объединении результатов независимых первичных измерений в активной многопозиционной системе радиолокации // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – Х.:ОНДІ ЗС, 2006.– Вип. 2(4). – С. 156 – 162.
5. Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн / Сиренко Ю.К., Сухаревский И.В., Сухаревский О.И., Яшина Н.П.; под ред. Сиренко Ю.К. – Х.: Крок, 2000 – 344 с.
6. Лосев Ю.И., Бердников Л.Г. Основы теории передачи данных: Учебник. – Х.: ВИРТА, 1992. – 255 с.

К ВОПРОСУ АСТРОРЕФРАКТОМЕТРИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТОЧНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ КОНТРОЛЯ КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

Карачевцев А.М., Сорокин В.А.

Открытое акционерное общество научно-производственный комплекс

«Научно-исследовательский институт дальней радиосвязи»,

107258, г. Москва, ул. 1-я Бухвостова, 12/11, факс : (095) 162-7328

Features of new scientific-technical approaches for more rigorous of accounting and compensation of atmospheric radio wave refraction on results of tracking measurements with increased accuracy are presented.

Актуальной проблемой современной радиолокации является проблема повышения точности траекторных измерений проводимых в околоземном воздушно-космическом пространстве.

Именно поиск решения этой проблемы и предопределил направления и цель проводимых исследований, некоторые из результатов которых будут приведены ниже.

Требуемые точности определения координат целей и моментов времени их измерений предъявляемые к современным и перспективным радиолокационным средствам контроля космического пространства стремительно растут и характеризуются, в частности, следующими данными:

точность определения углового пространственного положения наблюдаемого космического объекта (КО) – не хуже единиц-десятков угловых секунд;

точность определения дальности до наблюдаемого КО – не хуже единиц-десятков сантиметров;

точность определения моментов времени измерения координат наблюдаемых КО – не хуже десятых-сотых долей микросекунды.

Выполнение столь жёстких точностных требований к создаваемым средствам систем радиолокации возможно лишь при наличии и реализации новых научно-технических подходов к обеспечению их инструментальной точности и к обеспечению всеобъемлющего учёта и компенсации негативного влияния окружающей среды на их точностные характеристики.

К числу таких подходов следует отнести целый ряд реализуемых на практике мероприятий, направленных на достижение требуемой точности траекторных измерений и дополняющих ранее проводимые шаги по её наращиванию. Называя некоторые из них, следует отметить, прежде всего, особую значимость реализованного на практике перехода к более сложным структурам построения создаваемых уникальных радиолокационных комплексов с техническими возможностями по точности определения координат целей сравнимыми с возможностями оптических средств наблюдения.

В таком комплексе в дополнение к имеющемуся в его составе локатору дециметрового диапазона предусматривается также включение в его состав локатора сантиметрового диапазона и лазерно-оптического локатора. Именно за счёт такого последовательного использования в процессе траекторных измерений в качестве зондирующих сигналов РЛС сигналов дециметрового, сантиметрового и оптического диапазонов как раз в значительной степени и обеспечивается эффективное обнаружение и сопровождение наблюдаемых КО с выдачей измеренных высокоточных координат их местоположения.

Кроме того в достижении необходимой точности траекторных измерений важную роль играют всеобъемлющий учёт и компенсация систематических инструментальных ошибок, обусловленных конструктивными недостатками и несовершенством технологий производства применяемых измерительных средств комплекса, а также допускаемых в процессе проводимых траекторных измерений.

Применение новейших технологий (в том числе и нанотехнологий) при создании перспективных средств контроля космического пространства позволит наряду с наращи-

ванием тактико-технических характеристик этих средств существенно повысить и уровень их инструментальной точности.

Не менее важными для достижения поставленной цели являются проводимые мероприятия по повышению точности топогеодезической привязки местоположения антенн применяемых в процессе траекторных измерений радиолокационных средств к государственной геодезической сети.

В случаях, когда в состав радиолокационного комплекса входит радиоинтерферометр [3], весьма существенным фактором для обеспечения достижения требуемой точности траекторных измерений стало применение в его работе системы тахеометрии, осуществляющей необходимые для контроля пространственного положения фазовых центров антенн тахеометрические и инклинометрические измерения с определением поправок на несовпадение направлений отвесной линии и нормали к поверхности референц-эллипсоида Красовского в местах расположения антенн комплекса.

По сути дела эта система обеспечивает каждые траекторные замеры углового положения наблюдаемого КО, проводимые в моменты времени : $t_1, t_2, \dots t_k, \dots t_n$, результатами автоматической съёмки в те же самые моменты времени координат пространственного положения фазовых центров антенн интерферометра, по которым спецвычислитель интерферометра рассчитывает для каждого измеренного значения угла места наблюдаемого КО соответствующие поправки $\Delta\epsilon$ (компенсирующие порождаемые из-за смещения фазовых центров антенн аппаратурные ошибки при сопровождении наблюдаемых КО): $\Delta\epsilon_b, \Delta\epsilon_2, \dots \Delta\epsilon_k, \dots \Delta\epsilon_n$.

Но наиболее результативными $\Delta\epsilon$ деле достижения поставленной цели оказались проводимые мероприятия по компенсации негативного влияния атмосферной рефракции радиоволн на точность результатов траекторных измерений.

С целью обеспечения повышения точности траекторных измерений в состав радиолокационного комплекса была дополнительно введена система астрорефрактометрии, осуществляющая (по данным автоматических измерений текущих значений параметров атмосферы Земли) аналогичный расчёт и выдачу в вычислительный комплекс компенсационных поправок $\Delta\epsilon^*$ на влияние атмосферной рефракции радиоволн по каждому траекторному замеру в соответствии с методиками, представленными в работах [1,2, 3,4]: $\Delta\epsilon^*_b, \Delta\epsilon^*_2, \dots \Delta\epsilon^*_k, \dots \Delta\epsilon^*_n$.

Важное значение при проведении высокоточных расчётов рефракционных поправок имеет также и то обстоятельство, что в этих случаях предусматривается применение более сложной многослойной модели атмосферы, наиболее полно соответствующей реально существующей земной атмосфере.

При этом в процессе проведения указанных выше расчётов с использованием барометрических формул, атмосферных констант и данных измерений текущих значений параметров атмосферы у поверхности Земли послойно воссоздаётся вертикальный профиль распределения текущих значений параметров атмосферы в районе расположения задействованного в тех же траекторных измерениях радиооптического комплекса.

Всё это и позволяет более детально определить вклад в суммарную рефракционную ошибку каждой области, каждого слоя земной атмосферы при прохождении через него зондирующего сигнала локатора, а следовательно, повысить и точность расчёта компенсационных поправок на атмосферную рефракцию радиоволн (до 25% + 35%).

Высокоточный расчёт компенсационных поправок к результатам траекторных измерений угла места КО осуществляется по формулам работ [2, 3, 4]. Результаты рассчитанных значений рефракционных поправок по углу места для средних атмосферных условий показаны на рис. 1 (непрерывная кривая).

В ряде случаев, когда точностные требования к результатам работы РЛС дециметрового диапазона снижены, расчёт суммарной рефракционной поправки δ при измерениях по углу места может производиться по упрощённым формулам [1]:

$$\delta = \delta_H + \delta_{и}, \quad (1)$$

где $\delta_H = 2,84905 \cdot 10^{-4} \cdot \operatorname{tg} z_0$, (2)

для низкоорбитальных КО ($H_{КО} < 300$ км) :

$$\delta_{II} = \frac{5,77 \cdot 10^{-2} \cdot \sin z_0 \cdot \sqrt{(R + H_{КО})^2 - R^2 \cdot \sin^2 z_0} \cdot \int_0^{H_{КО}} N(h) dh}{f^2 \left[\sqrt{(R + H_{КО})^2 - R^2 \cdot \sin^2 z_0} - R^2 \cdot \cos z_0 \right] \cdot [1 - 0,91 \cdot \sin^2 z_0]^{\frac{3}{2}}}, \quad (3)$$

где

- δ_H – величина рефракционной поправки, компенсирующей влияние нижних электрически нейтральных слоёв атмосферы;
- δ_{II} – величина рефракционной поправки, компенсирующей влияние ионосферы;
- z_0 – зенитный угол, под которым виден наблюдаемый объект, по отношению к местной вертикали, перпендикулярной линии местного горизонта в точке установки антенны РЛС в момент проведения траекторных измерений, в угловых градусах;
- F – рабочая частота РЛС, в Гц;
- $H_{КО}$ – высота наблюдаемого КО;
- $N(h)$ – электронная концентрация в ионосфере;
- R – радиус Земли (6371 км).

Для высокоорбитальных КО ($H_{КО} > 300$) соотношение (3) принимает вид:

$$\delta_{II} = 1,73 \cdot 10^{12} \cdot \sin z_0 / f^2 \cdot (1 - 0,91 \cdot \sin^2 z_0)^{3/2} \quad (4)$$

Аналогичным образом производится расчёт по упрощённым формулам [1] и суммарной поправки на рефракцию при измерениях и по дальности ΔL , компенсирующей влияние как электрически нейтральных слоёв атмосферы (ΔL_H), так и влияние ионизированных её слоёв – ионосферы (ΔL_{II}) :

$$\Delta L = \Delta L_H + \Delta L_{II}, \quad (5)$$

$$\Delta L_H = \Delta n_0 / \beta_0 \cdot \operatorname{Cos} z_0, \quad (6)$$

для низкоорбитальных КО ($H_{КО} < 300$ км) :

$$\Delta L_{II} = -\left(4.04 \cdot 10^7 / f^2\right) \cdot \operatorname{Sec} z_0 \cdot \int_0^{H_{КО}} N(h) dh, \quad (7)$$

для высокоорбитальных КО - $\Delta L_{II} = -1,21 \cdot 10^{21} / f^2 \cdot (1 - 0,91 \cdot \sin^2 z_0)^{1/2}$. (8)

Результаты расчёта по упрощённым формулам рефракционных поправок по углу места для средних атмосферных условий приведены на рис. 1 (пунктирная кривая).

Достаточная совместимость кривых на рис. 1 указывает на допустимость практического применения упрощённых формул.

В качестве вывода следует сделать следующее заключение: оснащение радиолокационного комплекса дополнительной системой тахеометрии и системой рефрактометрического обеспечения со средствами измерений параметров нейтросферы и ионосферы и применение в процессе траекторных измерений разработанного метода расчёта компенсационных поправок на атмосферную рефракцию, базирующегося на использовании модели многослойной атмосферы Земли, позволяют существенно повысить точность измерений координат наблюдаемого КО и моментов времени их измерений.

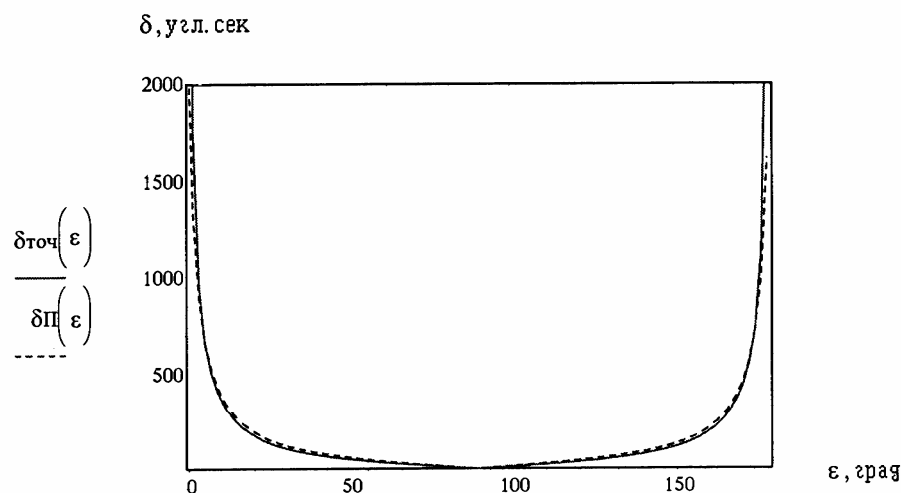


Рис. 1. Зависимости значений углов рефракции δ (в угловых секундах) от значений угла места ϵ (в градусах) при расчётах по точным формулам [2] (непрерывная кривая) и по приближённым формулам (пунктирная кривая) для средних атмосферных условий

Литература

1. Колосов М.А., Арманд М.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. – М.: Изд. "Связь", 1969, 156 с.
2. Колосов М.А., Шабельников А.В. Рефракция электромагнитных волн в атмосфере Земли, Венеры и Марса. – М.: Изд. "Сов. радио", 1976, 220 с.
3. Карачевцев А.М., Орёл Т.Е., Сорокин В.А. Об основных особенностях и результатах расчёта поправок на атмосферную рефракцию радиоволн при проведении высокоточных радиолокационных измерений угловых координат наблюдаемых объектов. – Воронеж : Труды ГХ Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь», 2003, т. 3, 1628-1639 с.
4. Карачевцев А.М., Орёл Т.Н., Сорокин В.А. Об основных особенностях и результатах расчёта поправок на атмосферную рефракцию радиоволн при проведении высокоточных радиолокационных измерений по дальности в околоземном пространстве. – Воронеж: Труды X Международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь», 2004, т. 3, 1547-1558 с.

СИНТЕЗ ТА МОДЕЛЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ УЗГОДЖЕНИХ ФІЛЬТРІВ НА ОСНОВІ СТЕПЕНЕВИХ СТОХАСТИЧНИХ ПОЛІНОМІВ

Заболотній С.В., Салипа С.В., Коваль В.В.

Черкаський державний технологічний університет

18006, Черкаси, бул. Шевченка, 460, каф. радіотехніки, тел. (050) 313-86-97,

E-mail: zabolotni@ukr.net

In work the nonlinear concerted discrete filters which procedure of synthesis is based on properties of stochastic polynomials and application of a means of expansion of random variables in stochastic power series are researched. The possibility of application of such filters for detection of signals and an estimation of the moment of their arrival is considered. The simulation modelling one- and a two-channel filtration of video- and radio-impulses against noises with different probability distributions is realised.

Вступ. Використання лінійних узгоджених фільтрів є одним із найбільш розповсюджених підходів до побудови радіотехнічних систем виявлення сигналів. Їх застосування є оптимальним (в класі лінійних систем) з точки зору максимізації на їх виході відношення сигнал-завада, у випадку коли остання описується моделлю у вигляді білого шуму. Проте відомо, що нелінійні методи опрацювання надають додаткові (у порівнянні з лінійними) важелі для оптимізації статистичних алгоритмів, особливо в тих випадках, коли завадова ситуація не достатньо адекватно описується гаусовим розподілом.

Серед великої кількості підходів до побудови нелінійних статистичних алгоритмів, відзначимо напрямком, започаткований Ю.П.Кунченко, що базується на застосуванні стохастичних поліномів [1]. Відповідно метою даного дослідження є побудова на основі цього апарату статистичних алгоритмів нелінійної фільтрації, орієнтованих на застосування в задачах виявлення сигналів і оптимальних за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки, а також моделювання їх роботи.

Постановка задачі. Нехай на фоні адитивної стаціонарної випадкової завади $\eta(t)$, в деякий апріорно невідомий момент часу t_0 , спостерігається сигнал $V(t)$ відомої форми. При дискретному способі опрацювання відліки вхідного сигналу представляються у вигляді

$$x_n = \begin{cases} V_n + \eta_n, & \text{при } t_0 \leq nT \leq t_0 + (N-1)T \\ \eta_n, & \text{при інших } nT \end{cases}$$

де T – період дискретизації, такий, що відліки завади η_n є статистично незалежними; $V_n = V(nT)$ – значення амплітуд відліків сигналу загальної тривалості NT .

Необхідно синтезувати та здійснити моделювання роботи систем, які на основі фільтрації вхідної послідовності x_n повинні забезпечувати достовірне виявлення факту наявності корисного сигналу, а також визначення моменту його надходження.

Результати дослідження

1. **Розклад випадкових величин в степеневі стохастичні ряди.** Для побудови фільтруючої системи, завданням якої є виділення корисного сигналу з метою його виявлення, тобто формування на виході фільтра максимально можливої пікової реакції у випадку отримання на його вході сигналу, що очікується, використаємо спосіб розкладу випадкових величин в степеневі стохастичні ряди [1], відповідно до якого кожен відлік x_n може бути представлений у вигляді

$$x_n = h_0 + \sum_{i=2}^{\infty} h_i x_n^i, \quad (1)$$

де рівність в (1) трактується як рівність в середньоквадратичному. При обмеженні кількості членів ряду деякою величиною S будуть виникати похибки

$$z_n = x_n - h_0 - \sum_{i=2}^S h_i x_n^i, \quad (2)$$

послідовність яких можна трактувати як реалізацію деякої випадкової величини.

Показано [1], що коли коефіцієнти розкладу h_i , $i = \overline{2, S}$, знаходяться із вирішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь

$$\sum_{i=2}^S h_i F_{i,j} = F_{1,j}, \quad j = \overline{2, S}, \quad (3)$$

де $F_{i,j} = \alpha_{i+j} - \alpha_i \alpha_j$, α_i - i -ий початковий момент, а коефіцієнт h_0 має вигляд

$$h_0 = \alpha_1 - \sum_{i=2}^S h_i \alpha_i, \quad (4)$$

то дисперсія D_S випадкової послідовності (2) і величина середньоквадратичної похибки (СКП) розкладу (1) буде мінімальною при відповідній кількості членів ряду S

$$D_S = F_{1,1} - \sum_{i=2}^S h_i F_{1,i}.$$

Властивість мінімізації дисперсії випадкової величини, що формується як різниця між порідною випадковою величиною та її узгодженим (в сенсі мінімізації СКП) представленням у вигляді стохастичного поліному є тим механізмом, який застосовується для синтезу нелінійних фільтрів, що здатні виявляти сигнали на фоні завад.

2. Синтез нелінійних узгоджених фільтрів.

Означення 1. Поліноміальним узгодженим S -фільтром, заданим в класі степеневих перетворень, будемо називати нелінійну систему, що працює за алгоритмом

$$x_{S_n} = h_0(n) + \sum_{i=2}^S h_i(n) x_n^i, \quad (5)$$

та при відповідному (3) і (4) оптимальному наборові коефіцієнтів забезпечує максимально можливу середньоквадратичну близькість між вхідною (порідною) і вихідною (узгодженою) випадковими послідовностями.

Зазначимо, що в загальному випадку коефіцієнти розкладу, як параметри фільтра (5), можуть бути змінними, тобто залежати від дискретного часу n . Така залежність може мати місце, в ситуації коли вхідна послідовність не буде однаково-розподіленою.

Таким чином, застосування S -фільтра з оптимальними (в сенсі мінімізації СКП) параметрами дозволяє формувати статистику

$$D_{SN} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - x_{S_n}]^2, \quad (6)$$

яка є слушною та асимптотично незміщеною оцінкою D_S , а отже буде володіти властивістю екстремальності (мінімізації свого значення) при здійсненні тієї із гіпотез, для статистичного характеру (заданого у вигляді набору початкових моментів α_i , $i = \overline{1, S}$) якої були обчислені коефіцієнти $h_i(n)$, $i = \overline{2, S}$, $n = \overline{0, N-1}$.

Для забезпечення безперервного опрацювання вхідної послідовності, час спостереження якої може значно перевищувати тривалість очікуваного сигналу, застосуємо принцип ковзної віконної фільтрації.

Означення 2. Поліноміальною узгодженою N -точковою віконною S -фільтрацією будемо називати ковзну процедуру обчислення статистики виду (6) для N поточних значень вхідної послідовності

$$d_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[x_{k-n} - \left(h_0(n) + \sum_{i=2}^S h_i(n) x_{k-n}^i \right) \right]^2. \quad (7)$$

На рис. 1,а наведена структурна схема нелінійної узгодженої одноканальної фільтруючої системи, параметри (коефіцієнти розкладу) якої є оптимальними (в сенсі мінімізації СКП) для статистичної ситуації, що відповідає гіпотезі H_1 (наявності корисного сигналу). Основними функціональними блоками цієї схеми є блок з оператором $\Phi_S\{x\}$, що

виконує функцію поліноміального узгодженого S -фільтру з алгоритмом роботи (5); блок зведення в квадрат та суматор-накопичувач, що виконують функцію накопичення з усередненням результатів обчислень квадратів різниць між вхідною послідовністю та її поліноміальним представленням. З урахуванням факту, що при виявленні сигналів реакцію фільтрів зазвичай максимізують, для отримання пікової реакції в момент прийняття очікуваного сигналу на вході, значення вихідного сигналу y_k необхідно брати зворотними відносно (7).

На рис.1,б наведена структурна схема нелінійної узгодженої двоканальної фільтруючої системи, параметри кожного із каналів якої є оптимальними для випадкових послідовностей, з статистичними характеристиками, що відповідають гіпотезам H_0 та H_1 . Така система потенційно володіє більшою ефективністю у порівнянні з одноканальною. Адже наявність додаткового каналу, узгодженого із фоновією завадою, дозволяє додатково мінімізувати вихідний сигнал у випадку відсутності корисної складової на вході або підсилити вихідний сигнал при її появі. Вочевидь, вираш буде досягтися за рахунок відповідного ускладнення при реалізації такої системи.

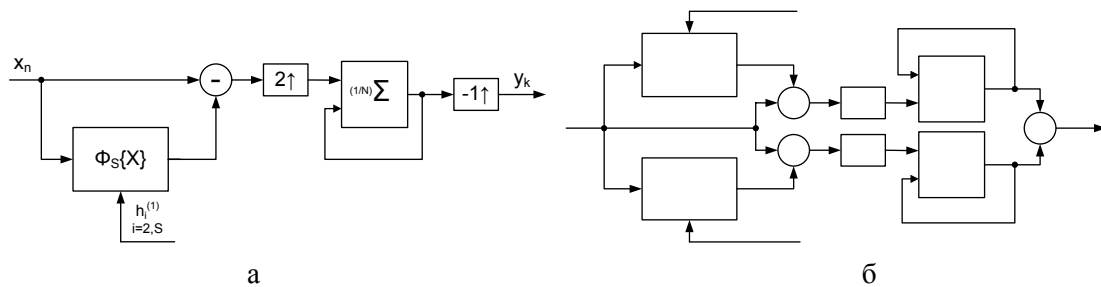


Рис. 1. Структурні схеми нелінійних узгоджених фільтруючих систем

3. Імітаційне моделювання нелінійної узгодженої фільтрації. В процесі дослідження був розроблений комплекс статистичного імітаційного моделювання, результати роботи якого дозволяють оцінити потенційну ефективність застосування синтезованих фільтрів для вирішення задач виявлення сигналів на фоні завад та оцінювання моменту їх надходження.

Зокрема, на рисунках 2 та 3 наведені результати моделювання: вхідні (верхні рисунки) та вихідні (для одно- і двоканальної системи) сигнали поліноміальної узгодженої фільтрації (при $S = 5$) прямокутного (а) та дзвоноподібного (б) відеоімпулсів та радіоімпулсу (при когерентному прийомі) (в), що спостерігаються на фоні гаусових (при співвідношенні сигнал-завада 3 дБ) (рис. 2) та рівномірно-розподілених (при співвідношенні сигнал-завада -3 дБ) (рис. 3) завад.

Аналізуючи наведені результати, необхідно відзначити наступні основні моменти:

- вихідний сигнал є затриманим відносно вхідного на час рівний тривалості очікуваного імпульсу (ширини вікна $N = 50$);
- реакція фільтра в момент закінчення очікуваного сигналу на вході досягає свого максимального значення, що дозволяє оцінювати момент його надходження;
- якість фільтрації за критерії співвідношення сигнал-завада на виході двоканальної системи перевищує одноканальну;
- незважаючи на значно менше співвідношення сигнал-завада (на 6 дБ), якість фільтрації сигналів, що спостерігаються на фоні рівномірно-розподілених (негаусових) завад є значно кращою в порівнянні з гаусовою завадовою ситуацією.

Необхідно зазначити, що наведені на рис. 2 та 3 залежності представляють лише невелику частину отриманих результатів по моделюванню поліноміальної узгодженої фільтрації різноманітних сигналів на фоні завад із різними імовірнісними властивостями.

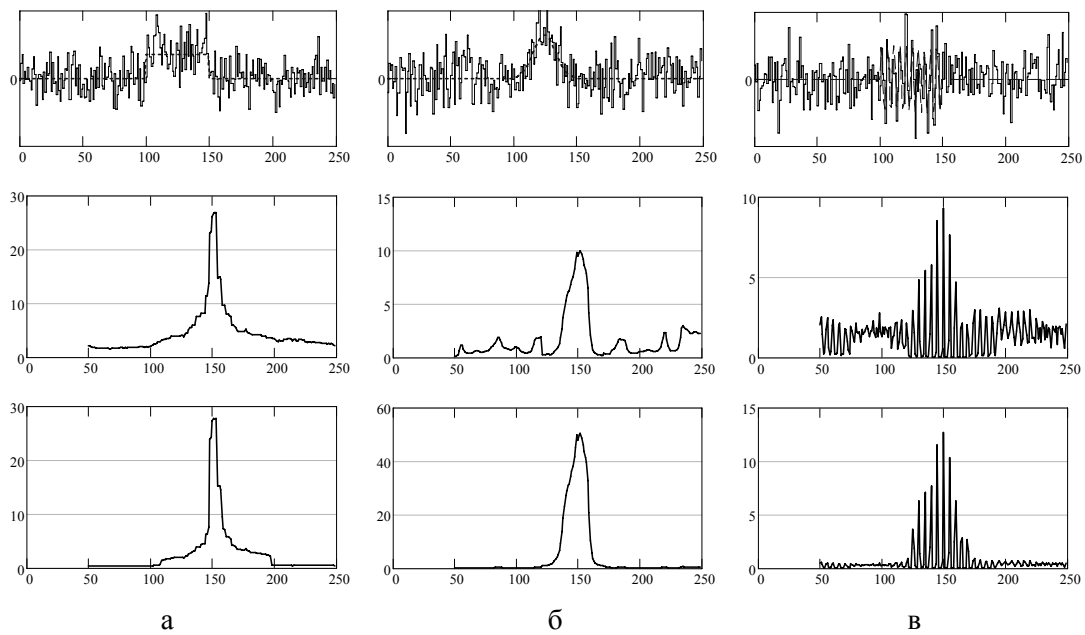


Рис. 2. Моделювання фільтрації сигналів на фоні гаусових завад

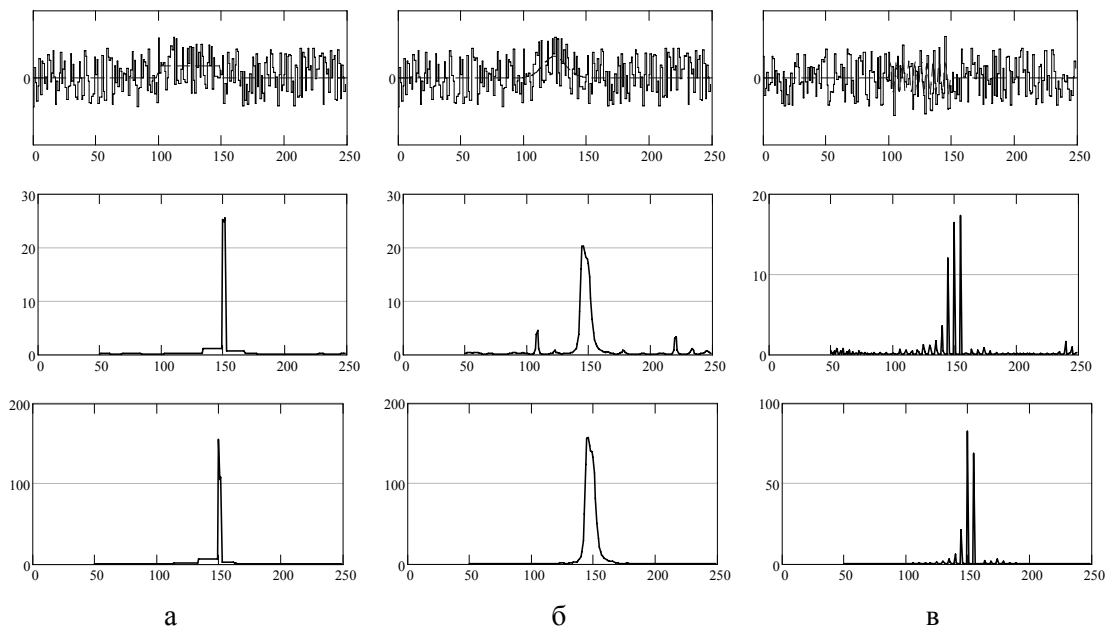


Рис. 3. Моделювання фільтрації сигналів на фоні рівномірно-розподілених завад

Висновки. Запропоновано принципово нові підходи до побудови систем виявлення сигналів, які базуються на використанні степеневих поліноміальних функцій над вхідними статистичними даними. Застосування нелінійних функціональних перетворень дозволяє підвищувати ефективність синтезованих алгоритмів узгодженої в сенсі мінімізації СКП фільтрації саме в тих ситуаціях, коли статистичні дані мають відмінний від гаусового закон розподілу ймовірностей, що підтверджується результатами експериментів, отриманих шляхом імітаційного моделювання.

Література

1. Кунченко Ю.П. Стохастические полиномы. – К.: Наук. думка, 2006. – 275 с.

МЕТОДЫ СЖАТИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Зеленский А.А., Лукин В.В., Зряхов М.С., Пономаренко Н.Н.

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»
61070, Харьков, ул. Чкалова 17, кафедра 504 «Приема, передачи и обработки сигналов»,
тел. (057) 707-48-41, E-mail: lukin@ai.kharkov.com; факс (057) 315-11-86

Several approaches to lossy compression of multichannel remote sensing (RS) images are considered. All of them are fully automatic and can be applied on-board and on-land. Moreover, lossy compression can be combined with image filtering. Recommendations and an adaptive procedure for selection of compression parameters are presented. The advantages and peculiarities of the considered approaches are demonstrated using AVIRIS hyperspectral images as a particular case of RS data.

Введение. Средства дистанционного зондирования (ДЗ) способны предоставить государственным службам, организациям и другим потребителям огромный объем полезной информации, которая может быть использована для экологического мониторинга, в сельском и лесном хозяйстве, оперативного контроля в труднодоступных районах или в зонах техногенных катастроф [1]. Изображения многоканального, особенно гиперспектрального, ДЗ содержат существенно больший объем потенциально ценной информации, чем изображения, полученные одноканальными средствами [1]. Однако при этом резко возрастает объем данных, которые должны передаваться со спутника или авиационного носителя на наземный пункт обработки и хранения информации ДЗ, а затем либо архивироваться, либо предоставляться конечным пользователям. Это приводит к необходимости использовать эффективные методы сжатия получаемых данных ДЗ.

Методы сжатия без потерь обычно не обеспечивают желаемых результатов, поскольку достигаемый коэффициент сжатия (КС) даже для гиперспектральных изображений (КС обычно возрастает при увеличении числа каналов) при использовании наиболее совершенных методов сжатия не превосходит 3,5 [2]. Это приводит к необходимости использования сжатия с потерями. Более того, применение методов сжатия с потерями оказывается целесообразным еще и потому, что при этом может достигаться положительный эффект частичного подавления помех [3], а любые данные ДЗ в той или иной степени искажены помехами.

Вместе с тем, при сжатии с потерями имеются и определенные искажения информационной составляющей. Поэтому следует стремиться к достижению компромисса между вносимыми потерями (искажениями) и обеспечиваемым КС с одной стороны и положительным эффектом фильтрации. В этом плане приоритет требований к методу сжатия должен быть таким, что более важно не превысить допустимый уровень вносимых потерь (который имеет значение для последующей классификации и интерпретации данных ДЗ [4]), чем обеспечить как можно более высокий КС.

Поскольку, как уже отмечалось, изображения ДЗ искажены помехами, то, кроме сжатия, может применяться и фильтрация. Причем фильтрация может быть реализована как на борту носителя средств ДЗ до сжатия, так и после передачи на Землю и декодирования. Таким образом, возможными оказываются три подхода: использование только сжатия с потерями (СП); предварительная фильтрация на борту и последующее сжатие без пост-обработки (ПФСП); сжатие и пост-фильтрация в наземном пункте обработки данных ДЗ (СППФ). Каждый из этих подходов имеет свои преимущества и недостатки, которые рассмотрены ниже. Кроме того, даны рекомендации по выбору параметров сжатия при использовании кодера AGU на основе дискретного косинусного преобразования (ДКП) (<http://www.cs.tut.fi/~ponom/agu.htm>) и его трехмерных модификаций, разработанных с целью сжатия многоканальных изображений [3].

Особенности сжатия многоканальных изображений. Прежде всего, отметим ряд особенностей многоканальных данных ДЗ, которые следует учитывать при их сжатии [2]. Такие изображения характеризуются высокой степенью межканальной корреляции (по-

добия). Пример, подтверждающий это, приведен на рис. 1,а и 1,б, где показаны компонентные изображения в 113-м и 125-м каналах гиперспектрального изображения Lunar Lake (файл lu_19), сформированного системой AVIRIS (<http://makalu.jpl.nasa.gov/aviris.html>). Именно в связи с этим целесообразно использовать трехмерные методы компрессии как при сжатии без потерь [2], так и с потерями [3]. При сжатии с потерями обычно сначала осуществляют спектральную декорреляцию, для чего используют различные преобразования – Карунена-Лоева, вейвлетные, ДКП, анализ независимых компонент и т.п., а затем выполняют пространственную декорреляцию данных, чаще всего с применением вейвлетных преобразований (JPEG2000 и его модификаций) или ДКП.

Однако при этом не учитываются такие свойства как существенное измерение динамического диапазона представления данных ДЗ и значительное изменение интенсивности помех (и, соответственно, отношения сигнал-шум) в компонентных изображениях. Например, в 113-м канале минимальные значения изображения равны $I_{\min} = 24$ и $I_{\max} = 215$ при используемом 16-битном представлении данных, а в 125-м канале диапазон измерения значительно шире – от 221 до 2358. При этом дисперсии аддитивной составляющей помех $\hat{\sigma}_{add}^2(n)$ отличаются несущественно, они соответственно примерно равны 8 и 7 ($n=1, \dots, N$ – номер канала, N – количество каналов). Естественно, что отношения сигнал-шум в этих компонентных изображениях различны.

В связи с этим в нашей работе [3] был предложен метод группирования компонент (каналов), причем число каналов в каждой группе выбиралось равным 4, 8 или 16, то есть равным степени 2 для обеспечения высокого быстродействия трехмерных модификаций кодера AGU. Метод группирования [3] основывается на автоматическом анализе дисперсии аддитивной составляющей помех $\hat{\sigma}_{add}^2(n)$ в компонентных изображениях. В одну q -ю группу объединяются компонентные изображения, для которых оценки $\hat{\sigma}_{add}^2(n), n = n_{init}^q, \dots, n_{fin}^q$ различаются между собой несущественно, например, не более, чем в два раза, где n_{init}^q, n_{fin}^q – соответственно начальный и конечный индекс каналов, принадлежащих q -й группе. Например, для изображения гиперспектрального Lunar Lake размеры сформированных групп таковы: 4, 4, 4, 8, 8, 4, 8, 8, 8, 16, 8, 16, 8, 8, 8, 16, 16, 8, 16, 16, 8, 4, 4, 8, и 8 каналов ($N=224$).

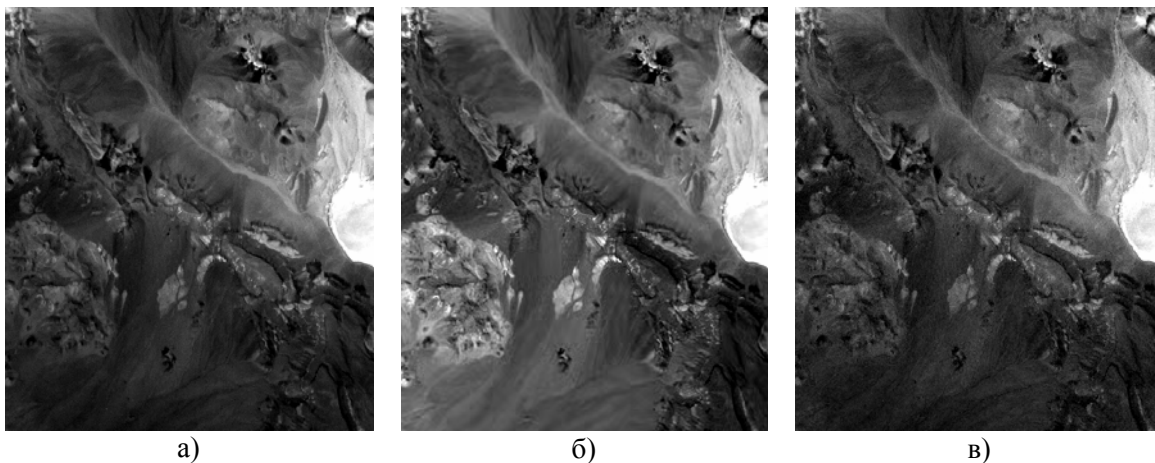


Рис. 1. Исходные изображения в 113-м (а) и 125-м (б) каналах гиперспектрального изображения и сжатое изображение в 113-м канале (в) с шагом квантования $Qs=14$ ($PSNR_{or}=35,72$ дБ).

Статистические свойства помех важно знать или оценивать, поскольку сжатие изображений, искаженных помехами, имеет свои особенности. В частности, выбирая параметры сжатия (bpr для кодера JPEG2000 и его модификаций или шаг квантования Qs для

кодеров на основе ДКП как стандартный JPEG или AGU), можно обеспечивать такое качество восстановленных (декомпрессированных) изображений, при котором положительный эффект от фильтрации при сжатии с потерями заметно превосходит негативные последствия вносимых искажений [4]. Это имеет место в так называемой окрестности оптимальной рабочей точки (ОРТ), которая достигается для кодеров JPEG или AGU при выполнении условия $QS(n) \approx 4,5\hat{\sigma}_{add}(n)$. Пример изображения в 113-м канале после декомпрессии приведен на рис. 1,в, причем сжатие осуществлялось с $QS(113) \approx 4,5\hat{\sigma}_{add}(113) = 14$. Для этого изображения $PSNR_{or} = 10\lg((I_{max} - I_{min})^2 / MSE_{or})$, где MSE_{or} - среднеквадратическая ошибка между исходным и восстановленным изображениями. Внесенные в результате сжатия искажения визуально не заметны.

Однако для подходов ПФСП и СППФ правомерен иной алгоритм выбора шага квантования - $QS(n) \approx 1,3\hat{\sigma}_{add}(n)$. Если же выбирать шаг квантования коэффициентов ДКП больше, то можно достигнуть большей степени сжатия, но при этом резко снизится качество изображений, подвергнутых предварительной или пост-фильтрации. Отметим, что подходы ПФСП и СППФ способны обеспечить более высокое качество изображений, чем непосредственно СП, поскольку для последнего, хоть и имеет место эффект фильтрации, но ее эффективность достаточно далека от предельной.

Сравнительный анализ подходов к сжатию многоканальных изображений.

Рассмотрим следующие варианты сжатия: а) покомпонентное (без спектральной декорреляции); б) с адаптивным формированием групп. Для второго варианта возникает вопрос – каким образом выбирать шаг квантования, ведь оценки $\hat{\sigma}_{add}^2(n), n = n_{init}^q, \dots, n_{fin}^q$ даже в каждой q -й группе неодинаковы. Для минимизации вносимых потерь было предложено [3] выбирать шаг квантования $QS(q)$ пропорциональным $\min_n(\hat{\sigma}_{add}^2(n), n = n_{init}^q, \dots, n_{fin}^q)$, то есть индивидуально для каждой группы. При этом коэффициент пропорциональности равен 4,5 для подхода СП и 1,3 для обоих других подходов (ПФСП и СППФ). Для предварительной или пост-фильтрации использовалась модификация ДКП-фильтра [5] для случая аддитивных помех.

Анализ проводился для стандартных тестовых изображений, используемых для верификации методов и алгоритмов обработки гиперспектральных изображений AVIRIS: Cuprite, Jasper Ridge, Moffett Field, Lunar Lake. Результаты приведены в таблице.

Значения КС для различных подходов и вариантов сжатия и фильтрации

Подход	Поканальное или с групп.	Тестовое изображение			
		Cuprite	Jasper Ridge	Moffett Field	Lunar Lake
СП	Поканальное	8,17	4,83	4,56	8,77
	С группир.	20,68	9,94	8,95	24,39
ПФСП	Поканальное	5,00	3,38	3,22	5,38
	С группир.	9,10	5,91	4,84	9,53
СППФ	Поканальное	4,38	3,18	3,06	4,55
	С группир.	7,54	4,85	4,61	7,34

Прежде всего, отметим, что КС для различных многоканальных изображений оказываются разными, причем для более сложных по контексту изображений Moffett Field и Jasper Ridge КС меньше, чем для содержащих больше однородных участков изображений Cuprite и Lunar Lake. Все подходы к сжатию, использующие адаптивное группирование каналов и, соответственно, учитывающие межканальную корреляцию, обеспечивают в 1,5...3 раза большие значения КС, чем соответствующие методы поканального сжатия.

Применение подхода СП (без фильтрации) приводит к наибольшим значениям КС, но при этом качество восстановленных изображений наиболее низкое. Однако этот под-

ход наиболее прост и экономичен, поскольку ДКП-фильтрация на борту требует определенных ресурсов и занимает на порядок больше времени, чем само сжатие, так как фильтрация выполняется с перекрытием в блоках. Применение фильтрации до сжатия позволяет достичь немного больших значений КС, чем при использовании подхода СППФ. Однако при этом приходится тратить время на выполнение фильтрации на борту. Кроме того, в принципе, в наземном пункте приема и обработки данных ДЗ фильтрация может быть осуществлена более качественно, например, благодаря более тщательному анализу типа и статистических характеристик помех, которые, кроме аддитивной, содержат и сигнально-зависимую составляющую.

Приведенные в таблице значения КС получены в предположении, что при выборе шага квантования использовались приведенные выше рекомендации (алгоритмы определения $QS(n)$ при поканальном сжатии и $QS(q)$ при адаптивном группировании каналов. КС может быть увеличен, если вместо рекомендованных коэффициентов пропорциональности 4,5 и 1,3 использовать большие значения, например, от 5 до 6 для СП и от 1,5 до 2 для подходов ПФСП и СППФ.

Выводы. Рассмотрены три возможных подхода к сжатию и фильтрации данных многоканального ДЗ и проиллюстрирована их эффективность для 224-канальных изображений, формируемых гиперспектральной системой AVIRIS. При этом получены КС, которые в несколько раз больше, чем при использовании современных и весьма сложных методов сжатия без потерь. Решение о практическом применении того или иного подхода должно приниматься на основе приоритета требований к качеству сжатых и обработанных данных ДЗ и ограничений, накладываемых на характеристики канала передачи и вычислительные ресурсы устройств обработки изображений на борту. В основе как фильтрации, так и сжатия лежит ДКП. Для его реализации имеются и быстрые алгоритмы, и спецпроцессоры.

Литература

1. "Hyperspectral Data Exploitation: Theory and Applications", Edited by Chein-I Chang, Wiley-Interscience, 2007.
2. А. Каарна, Compression of Spectral Images, Chapter 14 in "Vision Systems: Segmentation and Pattern Recognition", Ed. By G. Ohinata and A. Dutta, I-Tech, Vienna, Austria, June 2007, pp. 269-298.
3. N. Ponomarenko, V. Lukin, M. Zriakhov, A. Kaarna, J. Astola, "An automatic approach to lossy compression of AVIRIS images", Proceedings of IGARSS, Barcelona, Spain, pp.472-475, 2007.
4. V. Lukin, N. Ponomarenko, A. Kurekin, K. Lever, O. Pogrebnyak, L. Sanchez-Fernandez, "Approaches to classification of multichannel images", Proceedings of CIAPR, Springer LNCS Vol. 4225, Cancun, Mexico, pp. 794-803, Nov. 2006.
5. R. Oktem, K. Egiazarian, V. Lukin, N. Ponomarenko, O. Tsymbal, "Locally Adaptive DCT Filtering for Signal-Dependent Noise Removal", EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Article ID 42472 (open access paper), 10 p., 2007.

СОВМЕСТНАЯ ОБРАБОТКА КООРДИНАТНОЙ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОДИАПАЗОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Богомолов Н.П.

Сибирский федеральный университет

660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26, каф. «Радиотехнические системы»,

тел. (83912) 992056, 912251, 497752

Email: bnp_1949.49@mail.ru, Email: rts@kgtu.runnet.ru, факс: (83912)912251

Algorithms of coordinate estimation and aim trajectory parameters in multiband radar system were studied on the base of Kalmanov filtration algorithms and state vector estimates complexation algorithms. Algorithms were counted by means of receiving places in the information processing station. When different variants of radar system using and information processing methods take place comparative analysis of measurement quality index was performed.

В настоящее время одним из перспективных направлений совершенствованием тактико-технических характеристик радиолокационных средств ПВО является построение многопозиционных, в частности, многодиапазонных радиолокационных систем (МДРЛС) – качественно новых систем в максимальной степени использующих существующие радиолокационные средства при минимальном дополнительном переоборудовании [1].

В докладе предложены эффективные способы уменьшения времени системы обработки информации в МДРЛС с момента времени обнаружения цели и до момента времени выдачи целеуказания с точностными характеристиками о её координатах, позволяющим проводить беспойсковое обнаружение цели СНР зенитно-ракетных комплексов С-300В.

Состав и тактико-технические характеристики радиолокационного оборудования МДРЛС. Одним из вариантов создания МДРЛС может быть объединение в ее составе радиолокационных средств, находящихся в распоряжении зенитной ракетной бригады С-300В, т.к. в ее составе имеются РЛС метрового диапазона «Небо – СВ» и сантиметровая РЛС кругового обзора «Обзор - 3» [2]. Для обеспечения полной многодиапазонности системы в её состав предлагается включить дециметровую РЛС «Противник - ГЕ» (универсальная мобильная четырехкоординатная станция пятого поколения)[3]. Возможно использование дополнительной информации от РЛС программного обзора «Имбирь» и многоканальной СНР 9С32, входящей в состав зенитной ракетной батареи, при их работе в режиме обнаружения и секторном обзоре пространства[2,3].

Среднеквадратические ошибки измерений РЛС МДРЛС ПВО сведены в табл. 1 [2, 3].

Таблица 1

Среднеквадратические ошибки измерений РЛС МДРЛС ПВО

Характеристики	1Л13 «Небо - СВ»	59Н6-Е «Противник - ГЕ»	9С15М «Обзор - 3»	9С19М2 «Имбирь»	9С32 СНР
Погрешности измерения					
Дальности, м.	600	50	250	70	5-25
Азимута, мин	60	10	30	15	0,2-2,0 д.у.
Угла места, мин	-	8	35	12	0,2-2,0 д.у.
Высоты, м	-	350	-	-	-

В работе рассматривается случай регулярного измерения. Известно, что при регулярном измерении ошибки измерений количественно характеризуется размерами эллипсоида ошибок измерений [4]. Размеры эллипсоида ошибок измерений, его ориентация зависят от потенциальных среднеквадратических ошибок измерений вектора наблюдений и геометрии МДРЛС. Задача по обеспечению беспойскового обнаружения цели СНР будем считать выполненной, если величины главных полуосей эллипсоида ошибок измерений МДРЛС будут равны или меньше соответствующих величин станции наведения ракет.

Вторичная обработка РЛИ с фильтрацией оценок вектора состояния в двухпозиционной РЛС. Эффективным способом повышения точности оценивания координат цели и параметров траектории движения цели является фильтрация Калмана и применение искусственных нейронных сетей (ИНС) [5].

Анализ функционирования предложенных способов децентрализованной системы обработки координатной информации, основывается на рекуррентных алгоритмах фильтрации оценок координат и параметров движения цели в приёмной позиции.

В первом варианте обработки результаты калмановской фильтрации оценок вектора состояния каждого ПП передаются в ЦОИ, в котором осуществляется их объединение. Обозначим данный вариант обработки ФО-алгоритм. Второй вариант отличается от первого тем, что прогнозируемая оценка вектора состояния в ПП формируется с применением искусственных нейронных сетей (ИНС) ФО ФНС - алгоритм.

Алгоритм комплексирования некоррелированных оценок векторов состояния, рассчитанных в ПП алгоритмами фильтрации Калмана $\hat{\alpha}_{ik}$ ($i=1,2$ – номер ПП, k – номер такта измерения) определяется соотношениями

$$\hat{\alpha}_{\Sigma k} = C_{\Sigma k}^{-1} (C_{1k} \hat{\alpha}_{1k} + C_{2k} \hat{\alpha}_{2k}) \quad (1)$$

$$C_{\Sigma k}^{-1} = (C_{1k} + C_{2k})^{-1}, \quad (2)$$

где $\hat{\alpha}_{\Sigma k}$ – результирующая оценка вектора состояния на выходе ЦОИ; $C_{\Sigma k}^{-1}$ – результирующая корреляционная матрица ошибок измерений на выходе ЦОИ, C_{ik} – корреляционная матрица точности оценки вектора состояния на выходе ПП.

Во втором варианте расчет прогнозируемой оценки вектора состояния осуществляется на основе использования технологии ИНС. Алгоритм фильтрации в данном случае обозначим ФНС-алгоритм. В ФНС-алгоритме происходит замена прогнозируемого значения ФК $\hat{\alpha}_{k/k-1}$ на прогнозируемое значение, сформированное нейронной сетью. Здесь и далее индекс i опущен, так как дальнейшие преобразования идентичны для обоих приемных позиций.

Разработанный дискретный фильтр отличается от ФК только алгоритмом одношагового предсказания $\hat{\alpha}_{k/k-1} = \hat{\alpha}_{k-1} + \Delta \hat{\alpha}_{\text{эк}}$, где $\Delta \hat{\alpha}_{\text{эк}}$ – оценка вектора коррекции для расчета прогнозируемой (экстраполированной) оценки вектора состояния.

Матричный коэффициент усиления K_k и матрица дисперсий ошибок оценивания вектора состояния C_k^{-1} для ФНС-алгоритма, как и для ФК, не могут быть вычислены заранее. Вычисление должно происходить в реальном масштабе времени, т. к. эти величины зависят от текущей оценки вектора состояния α_k .

Формирование начальных данных для работы нейронной сети и вычисление прогнозируемой оценки вектора состояния осуществляется следующим образом. Оценка вектора наблюдаемых параметров $\hat{\lambda}_k$, поступающая на каждом такте измерения, и оценка вектора состояния $\hat{\alpha}_{k-1}$ позволяют сформировать вектор невязки между текущей оценкой вектора наблюдения $Z_k(\hat{\lambda}_k)$, пересчитанной в декартову систему координат, и оценкой вектора состояния на предыдущем $(k-1)$ -м шаге фильтрации $\Delta \hat{\alpha}_{jk} = [Z_k(\hat{\lambda}_k) - \hat{\alpha}_{k-1}]$.

При использовании обученной сети в ФНС-алгоритме вычисление $\Delta\hat{\alpha}_{jk}$ возможно с использованием оценок координат вектора состояния вместо оценок вектора наблюдений. Вектор состояния поступает на вход нейронной сети с тремя предыдущими векторами $\Delta\hat{\alpha}_k = [\Delta\hat{\alpha}_{4k}; \Delta\hat{\alpha}_{3k}; \Delta\hat{\alpha}_{2k}; \Delta\hat{\alpha}_{1k}]^T$.

На выходе нейронной сети формируется значение следующего вектора $\Delta\hat{\alpha}_{\varepsilon k} = (\Delta\hat{x}_{\varepsilon k}, \Delta\hat{y}_{\varepsilon k}, \Delta\hat{z}_{\varepsilon k})^T$ и вычисляется оценка вектора состояния координат цели, состоящая из оценок вектора координат

$$\hat{\alpha}_{k/k-1}(1:3) = \begin{pmatrix} \hat{x}_{k/k-1} \\ \hat{y}_{k/k-1} \\ \hat{z}_{k/k-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_{k-1} \\ \hat{y}_{k-1} \\ \hat{z}_{k-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta\hat{x}_{\varepsilon k} \\ \Delta\hat{y}_{\varepsilon k} \\ \Delta\hat{z}_{\varepsilon k} \end{pmatrix}$$

и оценок вектора скоростей

$$\hat{\alpha}_{k/k-1}(4:6) = \begin{pmatrix} \hat{v}_{xk/k-1} \\ \hat{v}_{yk/k-1} \\ \hat{v}_{zk/k-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta\hat{x}_{\varepsilon k}/T_0 \\ \Delta\hat{y}_{\varepsilon k}/T_0 \\ \Delta\hat{z}_{\varepsilon k}/T_0 \end{pmatrix},$$

где T_0 – период обзора радиолокатора.

Этот вектор аналогичен вектору прогнозированного значения $\hat{\alpha}_{k/k-1}$, который вычисляется в ФК. Он содержит прогнозированные оценки координат и скоростей цели.

Комплексирование оценок координат и параметров траектории цели, вычисленных в приемных позициях, происходит в ЦОИ по алгоритму (1,2), который обозначим как ФО ФНС-алгоритм.

Имитационное математическое моделирование работы алгоритма фильтрации в однопозиционной и двухпозиционной радиолокационной системе методом статистических испытаний позволяет произвести сравнительный анализ эффективности функционирования ФО и ФО ФНС-алгоритмов.

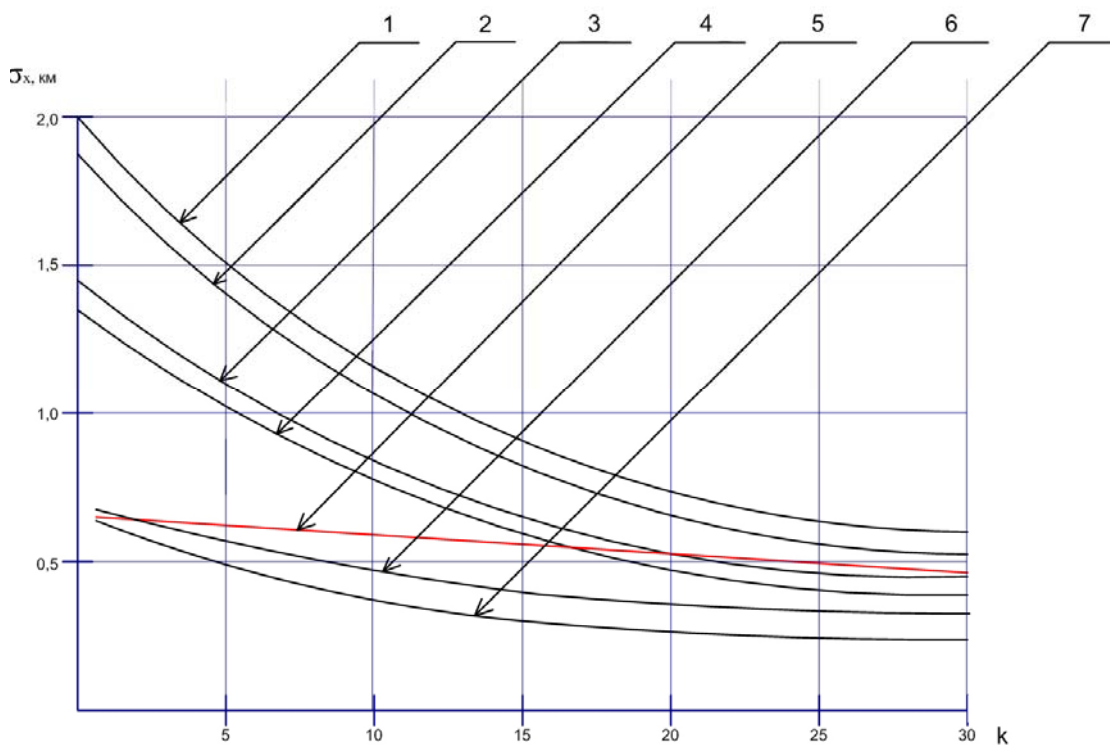
Результаты моделирования процесса оценивания координат аэродинамической цели РЛС «Обзор – 3» (кривая 1), «Противник – ГЕ» (кривая 6) с помощью алгоритмов фильтраций Калмана представлены на рисунке в виде зависимости СКО (G_x) фильтрации координаты X от номера шага фильтрации Калмана при равномерном прямолинейном движении цели.

При применении алгоритмов фильтрации искусственных нейронных сетей соответствующие зависимости $\sigma_x = f(k)$ для РЛС «Обзор - 3» – кривая 2, «Противник - ГЕ» – кривая 7. Результаты вторичной обработки РЛИ в двухпозиционной РЛС при локации целей РЛС «Обзор - 3» комплексированием результатов фильтрации оценок векторов состояния в ЦОИ изображены с помощью кривой 3, фильтрация оценок при этом осуществлялась фильтрами Калмана, кривой 4 – алгоритмами фильтрации с применением искусственных нейронных сетей, кривая 5 – соответствует зависимости СКО измерений станции наведения ракет от k .

Из анализа полученных результатов следует:

1. Обеспечение беспойскового обнаружения цели СНР 9С32 может быть осуществлено с применением в каждой из двух РЛС «Обзор - 3» алгоритмов фильтрации и с дальнейшим комплексированием полученных оценок векторов состояния в ЦОИ. При этом поставленная задача будет решена (обнаружение цели СНР «с выстрела»), если в приемных позициях осуществляется калмановская фильтрация с 20-го шага фильтрации, при применении ИНС – с 16-го шага фильтрации.

2. Использование при вторичной обработке РЛИ РЛС «Противник - ГЕ» алгоритмов фильтрации Калмана и алгоритмов на основе ИНС обеспечивает обнаружение цели «с выстрела» СНР непосредственно с начала фильтрации



Зависимость СКО фильтрации оценок координаты X от номера шага фильтрации k

3. Предложенные методы и алгоритмы могут быть использованы при разработке и модернизации алгоритмов оценивания координат и параметров траектории движения цели в РЛС обнаружения и сопровождения.

Литература

1. В. Корляков. Радиолокация на современном этапе // Воздушно-космическая оборона, №6, 2006, с. 26-33.
2. Василин Н.Я., Гринович А.Л. Зенитные ракетные комплексы. – Мн: ООО «Попурри», 2002. – 464 с.
3. Оружие и технология России. Энциклопедия XXI век /Под общей ред. МО РФ Сергея Иванова // Противовоздушная и противоракетная оборона, Т9 //Изд. дом Оружие и технология – М.:2004, с. 154-156.
4. Ширман Я.Д.; Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех.-М.:радио и связь,1981. – 416с.
5. Богомолов Н.П. Вторичная обработка информации в многопозиционной радиолокационной системе с использованием нейросетевых технологий // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. №3, 2006, с.37-43.

ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Шайдуrow Г.Я., Богомолов Н.П., Гарин Е.Н.

Сибирский федеральный университет

660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26, каф. «Радиотехнические системы»,

тел. (83912) 992056, 912251, 497752

Email: bnp_1949.49@mail.ru

Email: rts@kgtu.runnet.ru; факс (83912) 912251

Methods of decentralized secondary processing were presented. These methods are based on Kalmanov filtration algorithms in two-positional radar system. Two variants of operations were described. Taking into consideration these operations change over from known algorithm to developed algorithm is more effective in terms of measurement quality growth. Comparative analysis of mentioned algorithms measurement quality index takes place.

Значительное расширение возможностей практической реализации результатов теоретических исследований возникает с внедрением в методы обработки информации радиолокационных станций цифровых быстродействующих алгоритмов[1].

Вместе с тем, возрастание требований к качественным показателям обнаружения и измерения координат цели, в ряде случаев, не удается реализовать при однопозиционном её функционировании.

Одним из наиболее перспективных направлений позволяющих в настоящее время значительно улучшить тактико-технические характеристики РЛС таких, как точность измерения координат и параметров траектории цели движения, разрешающую способность, помехозащищенность, живучесть и др. является разработка и создание многопозиционных радиолокационных систем (МПРЛС) [2, 3].

В работе приводятся результаты имитационного математического моделирования с применением метода Монте-Карло двух алгоритмов децентрализованной обработки координатной информации. В приемных позициях (ПП) двухпозиционной радиолокационной системы применяются линейные рекуррентные алгоритмы оценивания координат цели, отличающимися вариантами использования экстраполированной оценки на этапе внутривариационной обработки информации.

В первом варианте системы обработки оценки векторов состояния с выходов приемных позиций комплексированы в центре обработки информации (ФО - алгоритм) [2,4,5]. Характерной особенностью второго варианта является наличие обратной связи из центра обработки информации (ЦОИ) в приемные позиции (ФОС - алгоритм). В приемные позиции (ПП) поступает результирующая экстраполированная оценка из ЦОИ, где она используется в качестве прогнозируемой. Применение обратной связи обеспечивает повышение точности оцениваемых векторов состояния в каждой ПП, что в свою очередь, повышает точность результирующей оценки вектора состояния в ЦОС

Применение фильтров Калмана в ПП позволяет получить оценки векторов состояния на каждом шаге измерения оценки вектора состояния $\hat{\alpha}_{ik}$ с соответствующей корреляционной матрицей точности C_{ik} , (i, k – соответственно номер ПП и такта измерения).

Алгоритм комплексирования некоррелированных оценок $\hat{\alpha}_{1k}$ и $\hat{\alpha}_{2k}$ в ЦОИ определяется соотношениями [2, 4, 5]

$$\hat{\alpha}_{\Sigma k} = C_{\Sigma k}^{-1} \cdot (C_{1k} \cdot \hat{\alpha}_{1k} + C_{2k} \cdot \hat{\alpha}_{2k}), \quad (1)$$

$$C_{\Sigma k}^{-1} = (C_{1k} + C_{2k})^{-1}, \quad (2)$$

где $\hat{\alpha}_{\Sigma k}$, $C_{\Sigma k}^{-1}$ – соответственно результирующая оценка вектора состояния и результирующая корреляционная матрица ошибок измерений.

Результирующая оценка вектора состояния ФОС – алгоритма $\hat{\alpha}_{\Sigma k}$ определяется выражением [5]

$$\hat{\alpha}_{\Sigma k} = C_{\Sigma k}^{-1} [C_{11k} \cdot \hat{\alpha}_{1k} + C_{12k} \cdot \hat{\alpha}_{1k} + C_{22k} \cdot \hat{\alpha}_{2k} + C_{21k} \cdot \hat{\alpha}_{2k}], \quad (3)$$

$$\text{где} \quad C_{\Sigma k}^{-1} = (C_{11k} + C_{12k} + C_{22k} + C_{21k})^{-1}. \quad (4)$$

В свою очередь, корреляционные матрицы точности C_{ijk} определяются в результате обращения блочной матрицы:

$$C_{Bk} = \begin{pmatrix} C_{11k} & C_{12k} \\ C_{21k} & C_{22k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1k}^{-1} F^{-1} & \\ & F^{-1} C_{2k}^{-1} \end{pmatrix}^{-1}, \quad (5)$$

где $F^{-1} = C_{1k}^{-1} \cdot C_{k/k-1} \cdot C_{2k}^{-1}$ – взаимокорреляционная матрица ошибок измерений ($i, j = 1, 2; i \neq j$) [5].

Исследование переходных процессов в алгоритмах вторичной обработки координатной информации с обратной связью. Корреляционная матрица ошибок измерений вектора состояния влияет на величину матричного коэффициента усиления K_{jk} в алгоритмах фильтрации Калмана. Как показали результаты моделирования, происходит резкое уменьшение матричного коэффициента усиления в момент включения цепи обратной связи и наблюдается переходной процесс. Функционирование ФОС - алгоритма может начинаться как на втором, так и на более поздних шагах фильтрации ФО – алгоритма.

В силу этого необходимо решить следующие задачи:

- определение момента времени, с которого целесообразно переключаться с ФО на ФОС - алгоритм;
- влияние переходного процесса, возникающего при переключении с одного алгоритма обработки на другой, на качественные показатели измерений системы обработки информации.

Решение первой задачи заключается в определении момента времени переключения с ФО на ФОС – алгоритм. При включении обратной связи матричный коэффициент усиления фильтра Калмана уменьшается скачком, что отображено на рис. 1. Кривая 1 соответствует изменению матричного коэффициента усиления от номера шага фильтрации k для ФО - алгоритма, кривая 2 – для ФОС – алгоритма. На данном рисунке момент переключения с ФО – алгоритма на ФОС – алгоритм приходится на шестой шаг фильтрации.

Результаты моделирования показали, что при включении обратной связи на четвертом шаге фильтрации, происходит резкое уменьшение матричного коэффициента усиления, что может привести к значительному увеличению среднеквадратической ошибки (СКО) измерения может. Это объясняется тем, что в начале фильтрации результирующая ошибка измерения на выходе ЦОИ может быть соизмерима с ошибками первичных измерений, поэтому резкое уменьшение матричного коэффициента усиления в момент включения обратной связи сопровождается тем, что экстраполированная результирующая оценка вектора состояния значительно отличается от текущих оценок измерения.

Поэтому включение обратной связи целесообразно осуществлять по истечении нескольких шагов фильтрации ФО – алгоритма, то есть когда фильтр Калмана работает в установившемся режиме.

Для решения второй части задачи, предлагается способ, при котором необходимо плавное уменьшение матричного коэффициента усиления в течение нескольких шагов фильтрации. Предложенное решение графически показано на рис. 2, где кривая 1 соответствует изменению матричного коэффициента усиления от номера шага фильтрации для ФО - алгоритма, кривая 2 – при резком переходе (за один шаг фильтрации) с ФО на ФОС - алгоритм, а кривая 3 – в случае плавного изменения матричного коэффициента усиления при переходе от ФО – алгоритма к ФОС – алгоритму. Использование предложенного способа позволяет повысить точность оценивания вектора состояния объекта во время переходного процесса.

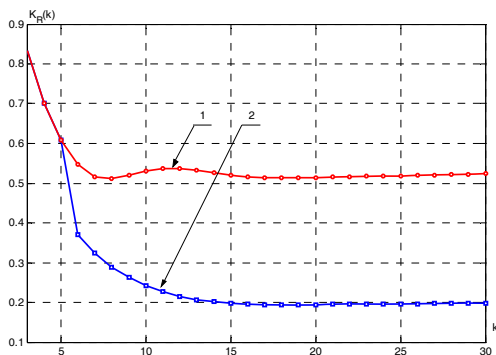


Рис. 1

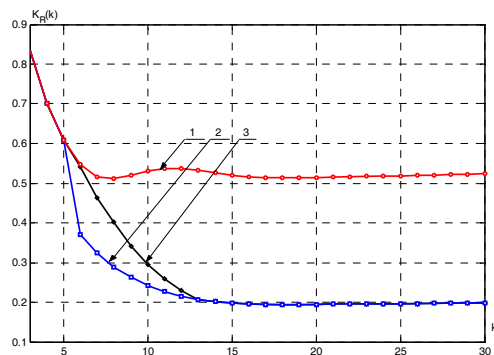


Рис. 2.

Рис. 1, 2. Зависимость матричного коэффициента усиления фильтра Калмана от номера шага фильтрации k для координаты дальности

Результаты имитационного математического моделирования с применением метода Монте – Карло представлены на рис. 3 для координаты дальности. Здесь кривая 1 соответствует изменению СКО измерений для ФО – алгоритма, кривая 2 соответствует ФОС - алгоритму, в котором матричный коэффициент усиления в момент включения обратной связи изменяется скачком, а кривая 3 – в случае его плавного изменения. Следует отметить, что момент включения обратной связи при получении результатов моделирования приходится на шестой шаг фильтрации. Из анализа приведенных результатов следует, что в результате плавного изменения матричного коэффициента усиления (кривая 3) погрешности измерений становятся меньше, чем в ранее рассмотренных алгоритмах обработки.

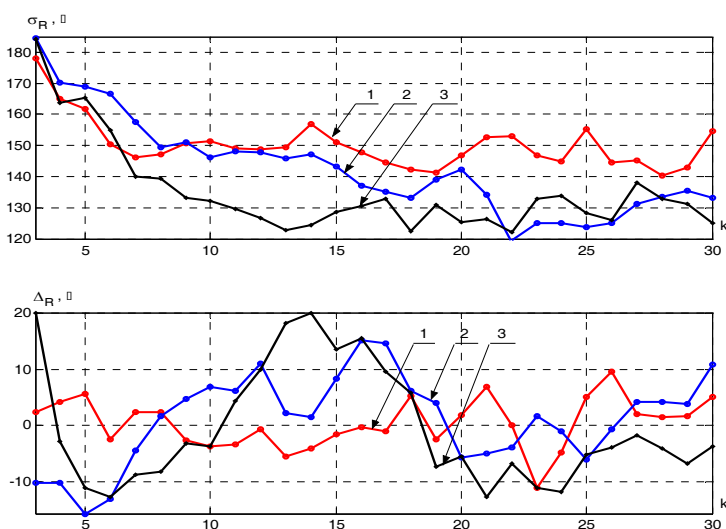


Рис. 3. Зависимость СКО и ошибок оценивания координаты дальности от шага фильтрации k при различном поведении матричного коэффициента усиления

Таким образом, приведенные выше рассуждения и полученные результаты имитационного моделирования позволяют сделать следующие выводы:

- цепь обратной связи целесообразно включать спустя 4-5 шагов после начала функционирования ФО – алгоритма;
- после переключения с ФО - алгоритма на ФОС – алгоритм рекомендуется плавно, в течение нескольких (5-6) шагов фильтрации, изменять матричный коэффициент усиления фильтра Калмана.

Аналогичные результаты получены и при исследовании алгоритмов фильтрации оценок азимута и угла места.

Учет рекомендаций, представленных выше, позволяет повысить качественные показатели измерений и устойчивость работы алгоритмов фильтров Калмана при децентрализованной вторичной обработке информации в многопозиционной радиолокационной системе с комбинированной системой обработки информации, состоящей из ФО и ФОС – алгоритмов.

Литература

1. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации – М.: Радио и связь, 1986. 352 с.

2. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

3. Н. Дробот, М. Фролов Новый этап в развитии локации // Воздушно-космическая оборона, №4, 2006, с 42-45.

4. Петров А. В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов / А. В. Петров, А. А. Яковлев. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

5. Bogomolov, N. Algorithm of decentralized secondary processing radar information / N. Bogomolov, S. Grebenjuk, V. Sidorov, G. Shydurov; 2002 6TH International conference on actual problems of electronic instrument engineering proceedings «APEIE-2002». Vol. 1. Novosibirsk, Russia. 2002. P. 155–159.

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ФОРМИРОВАНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНКИ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ В ЦЕНТРЕ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ

Гарин Е.Н.

Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26, «Военная кафедра»,
тел. (83912) 992056, 912160, 912750

Email: bnp_1949.49@mail.ru

Email: rts@kgtu.runnet.ru; факс (83912) 912251

Methods of decentralized secondary processing were presented. These methods are based on Kalmanov filtration algorithms in two-positional radar system. Two variants of operations were described. Taking into consideration these operations change over from known algorithm to developed algorithm is more effective in terms of measurement quality growth. Comparative analysis of mentioned algorithms measurement quality index takes place.

Задача обеспечения высокой точности оценивания координат и параметров траектории движения спутника может быть решена как путем объединения в центре обработки информации (ЦОИ) многопозиционной радионавигационной системы (МПРНС) результатов фильтрации оценок векторов состояния в приемных позициях (ПП) при децентрализованной обработке координатной информации [1, 2, 3].

В данной работе рассматриваются два алгоритма децентрализованной вторичной обработки информации: 1) в ЦОИ производится объединение оценок векторов состояния, рассчитанных в ПП, с применением алгоритмов фильтрации Калмана (ФО – алгоритм) [1, 2, 3]; 2) данный алгоритм отличается от первого тем, что в ЦОС осуществляется калмановская фильтрация оценок вектора состояния, рассчитанных в ПП (ФФ – алгоритм).

Модель измерений и движения цели. Пусть вектор состояния \mathbf{a}_k динамической системы и вектор измеряемых параметров λ_k описываются уравнениями в дискретном времени [1, 2, 6]

$$\mathbf{a}_{k+1} = B_k \cdot \mathbf{a}_k + \mathbf{m}_k ; \quad (1)$$

$$\lambda_{k+1} = h_{k+1}(\mathbf{a}_{k+1}) + \boldsymbol{\eta}_{k+1}, (k = 0, 1, 2, \dots). \quad (2)$$

Здесь B_k – динамическая матрица пересчета приращений вектора состояния k -го шага измерения на следующий шаг; $\{\mathbf{m}_k\}, \{\boldsymbol{\eta}_{k+1}\}$ – последовательности независимых векторов гауссовских случайных величин с нулевыми средними значениями с соответствующими корреляционными матрицами случайного дискретного маневра цели $Q_k = \mathbf{m}_k \cdot \mathbf{m}_k^T$ и вектора измеряемых параметров $C_{\lambda(k+1)}^{-1}$, где диагональные элементы соответствуют дисперсиям ошибок $\sigma_{r_{k+1}}^2$ – дальности, $\sigma_{\beta_{k+1}}^2$ – азимуту и $\sigma_{\varepsilon_{k+1}}^2$ – углу места цели, вне диагональные элементы $C_{\lambda(k+1)}^{-1}$ равны нулю; $h_{k+1}(\mathbf{a}_{k+1})$ – известная нелинейная векторная функция пересчета вектора состояния в вектор измеряемых параметров.

Алгоритм децентрализованной вторичной обработки с комплексированием информации в ЦОС. ФО – алгоритм децентрализованной вторичной обработки информации имеет вид [2]:

$$\hat{\alpha}_{\delta(k+1)} = C_{p(k+1)}^{-1} \cdot \sum_{i=1}^{m_{k+1}} (C_{\alpha(k+1),i} \cdot \hat{\alpha}_{(k+1),i}); \quad (3)$$

$$C_{p(k+1)}^{-1} = \left(\sum_{i=1}^{m_{k+1}} C_{\alpha(k+1),i} \right)^{-1}; \quad (4)$$

где $\hat{\alpha}_{d(k+1)}$ – результирующая оценка вектора состояния, сформированная в ЦОИ; $C_{p(k+1)}^{-1}$ – результирующая корреляционная матрица ошибок измерений; $\hat{\alpha}_{(k+1),i}$; $C_{\alpha(k+1),i}$ – оценка вектора состояния и корреляционная матрица точности, рассчитанные алгоритмом фильтра Калмана в i -ом ПП.

Алгоритм децентрализованной вторичной обработки с фильтрацией информации в ЦОИ (ФФ – алгоритм). В данном алгоритме фильтрация Калмана осуществляется как в ПП, так и в ЦОИ. Результирующая оценка вектора состояния на выходе ЦОИ имеет вид

$$\hat{\alpha}_{p(k+1)} = \hat{\alpha}_{(k+1)/k} + K_{(k+1)} \cdot \begin{pmatrix} \hat{\alpha}_{(k+1),1} - \hat{\alpha}_{k+1/k} \\ \hat{\alpha}_{(k+1),2} - \hat{\alpha}_{k+1/k} \\ \vdots \\ \hat{\alpha}_{(k+1),m} - \hat{\alpha}_{k+1/k} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где $\hat{\alpha}_{k+1/k}$ – результирующая экстраполированная оценка вектора состояния, K_{k+1} – матричный коэффициент усиления, который зависит от результирующей экстраполированной корреляционной матрицы ошибок измерений ($C_{(k+1)/k}^{-1}$) и корреляционных матриц ошибок измерений $C_{\alpha(k+1),i}^{-1}$ оценок векторов состояния $\hat{\alpha}_{(k+1),i}$ на выходах ПП. В виду того, что аналитическое выражение K_{k+1} имеет громоздкий вид, то в тезисах доклада оно не приводится.

Результирующая корреляционная матрица ошибок измерений определяется выражением.

$$C_{p(k+1)}^{-1} = \left(C_{(k+1)/k} + \sum_{i=1}^m C_{\alpha(k+1),i} \right)^{-1} \quad (6)$$

В зависимости от принятой модели движения цели – прямолинейное равномерное, прямолинейное равноускоренное и т.д., структура векторов и матриц, входящих в соответствующие алгоритмы фильтрации Калмана, может быть различной.

Алгоритм фильтра Калмана, в оценке вектора состояния которого присутствуют оценка координат и скорости их изменении, обозначают УФК-алгоритм, если в оценке вектора состояния имеется и оценка ускорения, то это РФК-алгоритм.

Рассмотрим следующие модификации способов обработки в декартовой системе координат:

- фильтрация в ПП УФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ УФК-фильтр (УФК-УФК алгоритм);
- фильтрация в ПП УФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ РФК-фильтр (УФК-РФК алгоритм);
- фильтрация в ПП РФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ УФК-фильтр (РФК-УФК алгоритм);
- фильтрация в ПП РФК-фильтр + фильтрация в ЦОИ РФК-фильтр (РФК-РФК алгоритм).

Результаты имитационного математического моделирования с применением метода Монте – Карло приведены в виде графической зависимости среднеквадратической ошибки σ_x и ошибок оценивания Δ_x в нормированных к базе единицах, которая соответст-

вует расстоянию между ЦОИ и ПП от номера такта измерения k для декартовой координаты X . Для двух других координат (Y и Z) результаты аналогичны.

Для полного анализа достаточно исследовать качество фильтрации оценок координат объекта при двух траекториях его движения:

- равномерное прямолинейное движение объекта в направлении на РЛС для выявления потенциальных возможностей;
- движение по окружности с заданной перегрузкой для выявления возможностей сопровождения маневрирующих объектов.

Рассмотрим качество погрешностей фильтрации каждой системы обработки информации на этапе равномерного прямолинейного движения. На рис. 1 представлены зависимости СКО и ошибки оценивания координаты X в метрах от такта измерения для всех предлагаемых к исследованию алгоритмов сопровождения (УФК-УФК – кривая 1, РФК-РФК – кривая 2, УФК-РФК – кривая 3, РФК-УФК – кривая 4). Из анализа приведенных графиков следует, что УФК-УФК алгоритм при слежении за неманеврирующим объектом имеет более лучшие качественные показатели измерений, СКО оценивания в 1,5 раза меньше СКО алгоритмов, основанных на расширенных фильтрах Калмана. РФК-РФК алгоритм имеет максимальные среднеквадратические ошибки. Это объясняется тем, что при сопровождении объекта движущегося равномерно и прямолинейно в декартовой системе координат, учет второй производной (ускорения) в векторе состояния приводит к увеличению ошибок оценивания. УФК-РФК алгоритм имеет результаты фильтрации оценок координат сравнимые с УФК-УФК алгоритмом. Это указывает на то, что применение в приемных позициях фильтров с упрощенным вектором состояния позволяет получать высокие точности оценивания вектора состояния при сопровождении объектов с прямолинейной равномерной траекторией движения. РФК-УФК алгоритм занимает промежуточное положение среди анализируемых алгоритмов. Таким образом, среднеквадратическая ошибка для УФК-УФК алгоритма к десятому шагу фильтрации уменьшается в 1,2 раза, к двадцатому шагу – в два раза. Для модификации РФК-РФК результаты следующие - к десятому шагу фильтрации СКО уменьшается в 1,2 раза, а к двадцатому в 1,4 раза. Из данных результатов видно, что до десятого шага фильтрации результаты практически одинаковые, а потом фильтры сопровождения с упрощенным вектором состояния имеют значительный выигрыш в точности оценивания вектора состояния.

Работа рассматриваемых алгоритмов сопровождения имеет несколько особенностей. Как видно из структурной схемы (см. рис. 1) при сопровождении объектов используется несколько фильтров Калмана. Каждый из фильтров можно настраивать, учитывая особенности внешних и внутренних факторов, влияющих на точность оценивания. Основным элементом управления в фильтре Калмана является матрица дискретного маневра Q_k , физический смысл которой заключается в регулировании полосы пропускания фильтра. Необходимо выбрать такой нижний порог полосы пропускания фильтра, который позволит с минимальными ошибками оценивать координаты объекта и, в то же время, не будет наблюдаться процесс расходимости фильтра. Если полоса пропускания фильтра уменьшается, то фильтр при поступлении обновляющей информации начинает слабо реагировать на нее и основной вес в результирующей оценке в этом случае имеет прогнозируемое значение оцениваемого параметра.

Чрезмерное уменьшение полосы пропускания приводит к тому, что фильтр практически полностью доверяет прогнозируемому значению, не принимая во внимание обновляющую информацию. В этом случае может наблюдаться процесс расходимости фильтра сопровождения, который заключается в увеличении ошибок оценивания. В случае, если ошибки оценивания значительно превышают ошибки первичных измерений, то здесь речь идет о срыве сопровождения объекта.

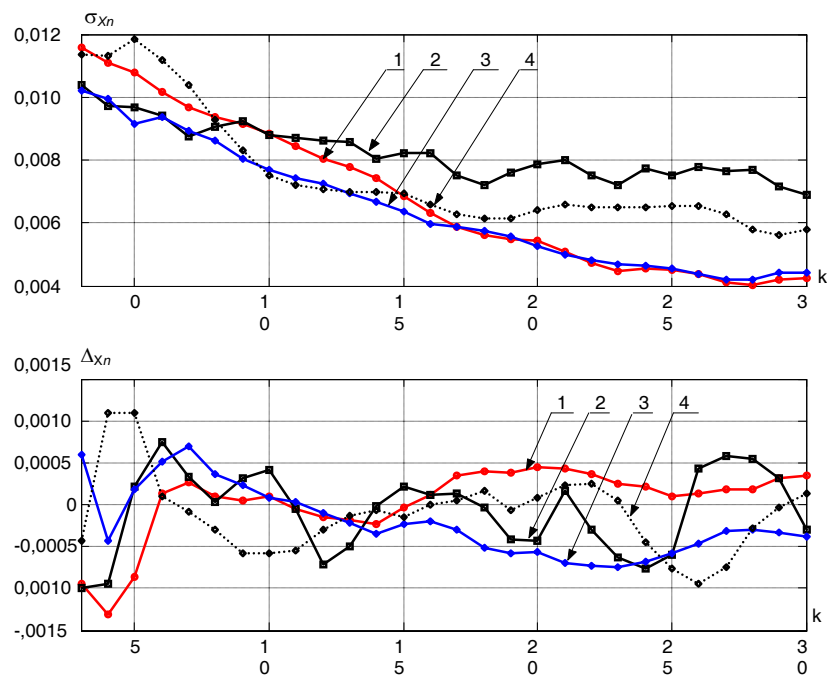


Рис. 1. Зависимость СКО σ_x и ошибок оценивания Δ_x координаты x от номера шага фильтра k

Литература

1. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
2. Петров, А. В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов / А. В. Петров, А. А. Яковлев. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.
3. Bogomolov, N. Algorithm of decentralized secondary processing radar information / N. Bogomolov, S. Grebenjuk, V. Sidorov, G. Shydurov; 2002 6TH International conference on actual problems of electronic instrument engineering proceedings «APEIE-2002». Vol. 1. Novosibirsk, Russia. 2002. P. 155–159.
4. Ширман, Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Кузьмин, С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиоэлектронной информации / С. З. Кузьмин. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с.

МЕТОДИКА ФИЛЬТРАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ СОВМЕСТНЫХ НАБЛЮДЕНИЯХ ОПТИЧЕСКИМИ СРЕДСТВАМИ НЦУИ КС

Кожухов А.М., Москаленко С.С., Гелевей М.А., Рыхальский В.В.
Национальный центр управления и испытаний космических средств
Евпатория-19, АРК, 97419,

Тел.: 8(06569) 4-34-44, 8(06569)4-34-43, ckkr@spacecenter.gov.ua.

In the report the method of measurement filtering is given composed according to the results of joint spacecraft observation with two stations. This method is based on length estimation of the common perpendicular between two bearing angles on the spacecraft received on angular coordinate measuring with each system.

Введение. На современном этапе развития космических технологий значительно возросли требования по точности к средствам получения координатной и некоординатной информации по объектам в пространстве. Это объясняется наличием большого количества фрагментов, ступеней ракет-носителей и космических аппаратов, находящихся в настоящее время на орбитах. В связи с этим, при сопровождении, выводе на орбиту космических объектов (КО) а так же при прогнозировании вероятных районов падения требуется максимально точная и достоверная информация о положении КО на орбитах.

Одной из проблем в получении качественной координатной информации средствами Национального Центра является то, что местоположение используемых измерительных средства имеет незначительный разброс по долготе, что резко ограничивает количество космических объектов, которые можно наблюдать за сутки, а также снижает количество возможных сеансов по наблюдаемым космическим объектам. Соответственно, возрастают требования к качеству получаемой координатной информации.

Постановка проблемы. Для более качественного уточнения начальных условий (НУ) необходимо получать измерения угловых координат КО с очень высокой точностью. Наиболее подходящими инструментами для этого являются оптические средства наблюдения. Для этой цели могут служить угломерные каналы, входящие в состав квантово-оптических систем (КОС) «Сажень-С» После проведения модернизации данные каналы способны получать измерения угловых координат КО с частотой несколько десятков измерений в секунду. Однако, из-за применения так называемого «абсолютного» метода (или метода прямого отсчета измерения угловых координат (т. е. основанного на показаниях датчиков углов) в массивах измерений могут попадаться т.н. «аномальные» измерения, которые резко ухудшают результаты обработки массивов измерений. Вследствие этого актуальной является задача предварительной фильтрации массивов измерений, получаемых с КОС с целью выявления «аномальных» точек и их изъятия из массивов измерений. Имеющееся в составе Системы контроля и анализа космической обстановки Украины программное обеспечение позволяет решать эту задачу как в автоматическом, так и в ручном режимах, но при этом обработка больших (5000-20000 точек) массивов измерений, основанная на классическом методе наименьших квадратов [1, 8], требует значительного времени, а также предъявляет высокие требования к аппаратному обеспечению, а в ручном режиме и к квалификации оператора. Одним из возможных частичных решений данной проблемы является использование дополнительных возможностей по предварительной фильтрации массивов измерений КОС при проведении совместных (синхронных) наблюдений.

Раздел основного материала. Основным назначением совместных (синхронных) наблюдений КО является определение наклонной дальности до данного КО по измерениям угловых координат. Одной из возможных реализаций данной задачи является методика, основанная на определении местоположения в пространстве общего перпендикуляра между пеленгами на КО, полученными с двух оптических средств в один и тот же момент времени.

В случае наличия «идеальных» измерений одного КО, полученных двумя средствами в один и тот же момент времени очевидно, что КО находится в точке пересечения направлений лучей зрения данных средств на данный момент времени (см. рис. 1):

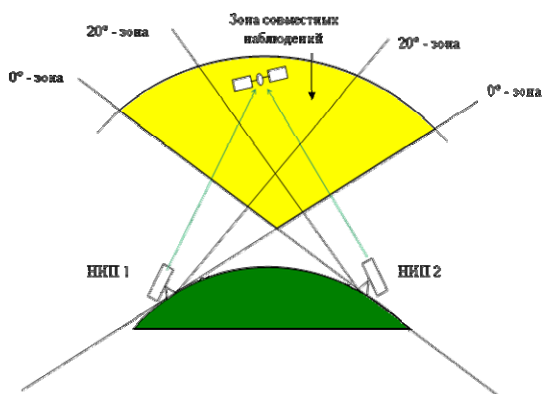


Рис. 1. Базисный метод

Однако, в реальных условиях станции измеряют координаты КО с ошибками, область возможного нахождения объекта будет представлять собой не луч или пеленг, а бесконечный круглый (естественно, при равных ошибках измерения по обоим угловым координатам) конус, осью которого будет являться пеленг на КО, а угол при вершине будет равен величине ошибки измерения. Например, данный угол может быть равен 3σ согласно известного правила, где σ – среднеквадратическая ошибка измерения данным оптическим средством. В случае же синхронных наблюдений с двух оптических средств, при наличии ошибки измерений, пеленги, на которых лежат лучи зрения стан-

ций, являются не пересекающимися, а скрещивающимися, при этом, естественно, можно предположить, что КО будет находиться в области, образованной при пересечении двух конусов местоположения, описываемой системой уравнений

$$\begin{cases} f_1(X, Y, Z) \\ f_2(X, Y, Z) \end{cases}, \quad (1)$$

где f_1, f_2 – уравнения конусов положения в прямоугольной системе координат. Соответственно, данная область в общем случае будет иметь весьма сложную форму (см. рис.3), однако, решение данной задачи можно упростить исходя из тех соображений, что именно в данной области расстояние между пеленгами наименьшее и, соответственно, в ней находится их общий перпендикуляр (рис. 2., 3.).

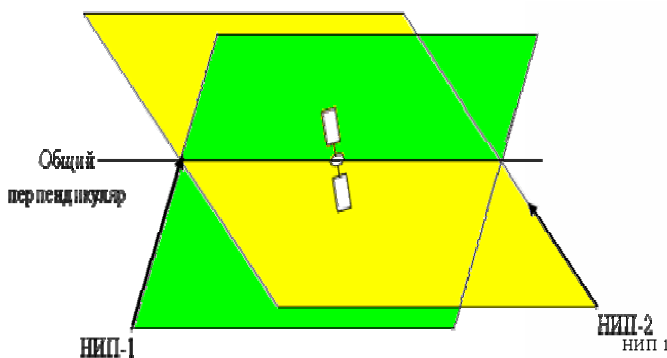


Рис. 2. Нахождение общего перпендикуляра

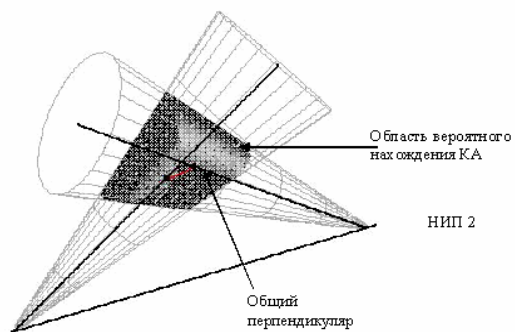


Рис. 3. Область возможного нахождения КО при синхронных измерениях с ошибками

Однако, в случае наличия «аномальных измерений» получаемые «конусы положения» могут не только не пересекаться, но и даже не касаться один другого. При этом, естественно, длина общего перпендикуляра будет гораздо больше, чем в случае пересече-

ния конусов. Именно этот момент и лежит в основе предлагаемой методики предварительной фильтрации совместных (синхронных) наблюдений.

В предлагаемой методике длина общего перпендикуляра сравнивается с суммой длин радиусов сечений, перпендикулярных осям конусов. Длина же радиуса находится по элементарной формуле:

$$l = R \operatorname{tg}(\alpha), \quad (2)$$

где R – прогнозируемая наклонная дальность до КО от соответствующего оптического средства на данный момент времени; α – угол между осью конуса положения и его образующей.

Угол α в большинстве случаев, как уже говорилось выше, можно в большинстве случаев брать равным 3σ согласно известного правила, где σ – среднеквадратическая ошибка измерения данным оптическим средством.

При этом осуществляется отбор измерений по условию

$$d \leq (l_1 + l_2) \quad (3)$$

где d – длина общего перпендикуляра; l_1, l_2 – длины радиусов сечений конусов положения, вычисляемых в (1)

На основании данной методики была создана программа, позволяющая как проводить первичную отбраковку аномальных измерений, так и осуществлять определение совместной дальности при совместных (синхронных) наблюдениях.

В программе предусмотрены несколько вариантов предварительной фильтрации (отбраковки аномальных) измерений: в различных пределах (1, 3σ , 6σ), а также отдельный режим фильтрации в зависимости непосредственно от длины общего перпендикуляра.

В ходе работы по реальным объектам выяснилось, что после предварительной фильтрации обработка проводится с качеством, не худшим, чем обработка полного массива измерений, однако при этом на предварительную фильтрацию и последующую обработку суммарно затрачивается значительно меньше времени, чем на обработку полного массива измерений, при этом данная разница тем больше, чем больше исходный массив.

Кроме того, операции фильтрации с последующей обработкой гораздо менее требовательны к вычислительным возможностям ЭВМ, несмотря на то, что обработка измерений для уточнения начальных условий в обоих случаях проводится одной и той же программой.

Кроме того, при использовании программы выяснилось, что с ее помощью можно обнаруживать наличие в измерениях неучтенных систематических ошибок, возникающих, например, при неправильной калибровке средств перед сеансом. В случае наличия такой ошибки измерения просто не попадают в выбранный строб.

Вывод. Применение данной методики фильтрации позволяет значительно ускорить обработку массивов координатной информации с оптических средств при условии проведения совместных (синхронных) наблюдений, например, при сопровождении запуска на орбиту новых космических аппаратов, когда необходима быстрая обработка координатной информации с целью оперативного уточнения параметров орбиты на первых витках после вывода КА в космическое пространство. Так же данная методика может использоваться для фильтрации измерений поступающих с радиотехнических средств контроля космического пространства Украины.

АКТИВНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ

Куликов А.Л., Колчин Д.И., Петрухин А.А., Кудрявцев Д.М.

Филиал ОАО «ФСК ЕЭС» - Нижегородское ПМЭС

603950, г. Н. Новгород, ул. Шлиссельбургская, д. 29, тел. +7(831)296-01-40,

E-mail: kolchin@npmes.elektra.ru; факс +7(831)257-85-60.

The given work is devoted to the modern developments in the field of fault location of the high-voltage power lines with using linear-frequency modulated signals. Nature experiments confirm high accuracy of the fault detection and location.

Надежность электроэнергетических систем непосредственно связана с возможностями по восстановлению поврежденных линий электропередач (ЛЭП). Для определения мест повреждений (ОМП) ЛЭП, как правило, используются методы, основанные на анализе параметров аварийного режима (ПАР) [1,2]. Однако, развитие средств вычислительной техники и радиоэлектроники позволило реализовать новые методы ОМП, связанные с внешними возмущениями ЛЭП зондирующими сигналами. Ошибки ОМП ЛЭП для методов активного зондирования зависят от параметров излучаемых сигналов и не связаны с длиной линии [3,4,5]. Перспективно применение сложных модулированных сигналов [3,4,5], позволяющих реализовать ОМП с высокой точностью, и, в частности, линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) сигналов.

Апробация методов ОМП с использованием ЛЧМ зондирующих сигналов осуществлялась на ЛЭП 220 кВ «Луч-Этилен II» филиала ОАО «ФСК ЕЭС» - Нижегородское ПМЭС.

ЛЭП 220 кВ «Луч-Этилен II» имеет принципиальную схему в соответствии рис.1 и выполнена на железобетонных и металлических опорах.

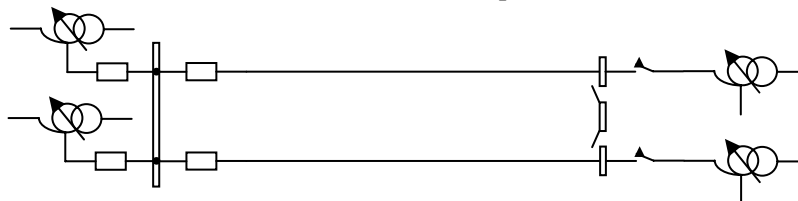


Рис. 1. Принципиальная схема ЛЭП 220 кВ «Луч-Этилен II»

В связи с расхождением реальной трассы ЛЭП «Луч-Этилен II» с данными проектной документации потребовалось картографирование для оценки точности методов ОМП. Использовался картограф GPS map 76, обеспечивающий требуемую точность определения координат до 20 метров.

Натурные испытания с активным зондированием ЛЭП ЛЧМ сигналами проводились в следующих режимах:

– сбор информации в режиме «на просвет» и «на отражение»: синхронизированный от GPS по времени прием сигналов на противоположных концах ЛЭП при просвете и односторонние измерения при отражении;

– сбор информации в режиме только «на отражение»: синхронизация во времени от внутреннего генератора, излучение и прием сигналов на одном конце ЛЭП, свертка излученного и принятого сигналов.

Особенности обработки сигналов связаны с реальным распространением по ЛЭП зондирующих сигналов и влиянием: естественных и искусственных помех; неоднородностей ЛЭП; многомодового распространения электромагнитного излучения; диспергирующих свойств линии, обусловленных, прежде всего, распределенным реактивным сопротивлением.

В ходе экспериментов были реализованы следующие основные задачи:

1. Проверка функционирования исследовательского вычислительного комплекса (рис. 2) в пассивном режиме и режиме активного зондирования ЛЧМ сигналов;

2. Определение совместимости исследовательского комплекса с оборудованием ЛЭП и подстанций, устройствами релейной защиты и телемеханики;
 3. Исследование особенностей распространения ВЧ сигналов по ЛЭП;
 4. Оценка параметров сигналов и помех при зондировании ЛЧМ сигналами в режимах “на просвет” и “на отражение”.
 5. Оценка чувствительности пространственного разрешения системы ОМП к возмущениям импеданса линии (коэффициентов отражения - пропускания);
- Формированию и излучению в ЛЭП подлежали два типа ЛЧМ сигналов, условно названных “коротким” и “длинным” с параметрами, представленными в табл.1.

Таблица 1

Параметры излучаемых сигналов

Тип сигнала	Эффективная длительность, (мкс)	Макс. амплитуда, (В)	Макс. спектральное напряжение (В/Гц ^{0,5})	Несущая частота, (МГц)	Эффектив. полоса частот, (МГц)
короткий	0,973	140	0,111	1,5	0,520
длинный	1,3	140	0,13	1,5	0,370

Нормированные спектральные плотности излучаемых сигналов представлены на рис. 3.

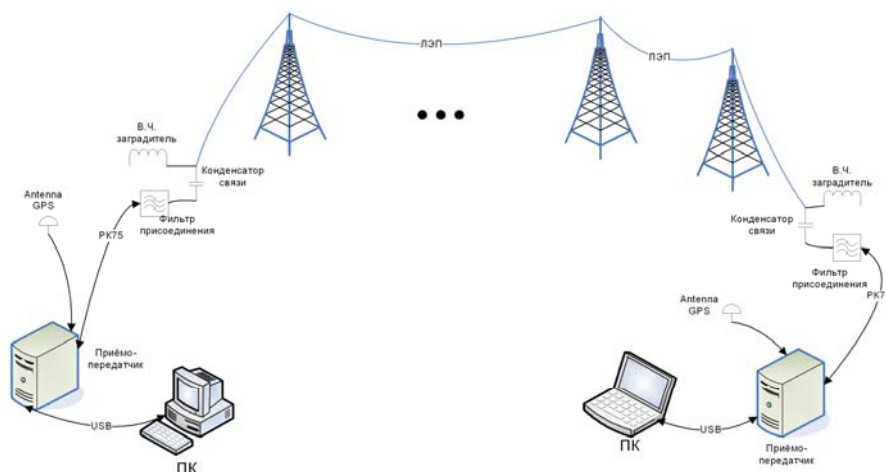


Рис. 2. Исследовательский комплекс методов ОМП ЛЭП

Каждый из ЛЧМ сигналов (длинный и короткий) и результаты его распространения в ходе экспериментов представлялись множеством реализаций (до 200) во времени с шагом дискретизации 0,2 мкс, 2048 отсчетами из 14 разрядов. Отдельная реализация составила продолжительность по времени 409,6 мкс, что при длине ЛЭП 21 км и групповой скорости распространения чуть меньше скорости света, соответствует пятикратному похождению зондирующими сигналами длины линии.

Последовательность обработки принятых сигнальных реализаций производилась в соответствии со следующими этапами:

- определение (вычисление) отношения сигнал/шум для каждой реализации;
- отбраковка реализаций с отношением сигнал/шум менее 8 дБ и формирование рабочей матрицы сигналов;
- усреднение сигнала по реализациям;
- согласованная обработка (фильтрация) усредненного сигнала;
- формирование эхо-грамм.

На проведение экспериментов значительное воздействие оказали погодные условия. Так, во время отдельных зондирований ЛЭП шел мокрый снег, что порождало

вспышки уровня помех до 30 дБ по сравнению с нормальными погодными условиями преимущественно из-за увеличения коронных разрядов.

Однако экспериментальные результаты показали достаточно высокую точность ОМП ЛЭП. Оценка точности производилась по отражениям от неоднородностей конца ЛЭП при работе в режиме “на отражение”. На рис.4 приведен нормированный результат свертки принятого и излученного ЛЧМ сигналов (кросс-корреляция), характеризующий точность ОМП ЛЭП.

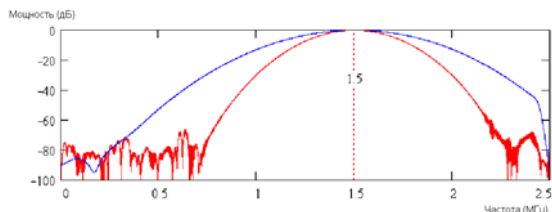


Рис. 3. Нормированные спектральные плотности мощности

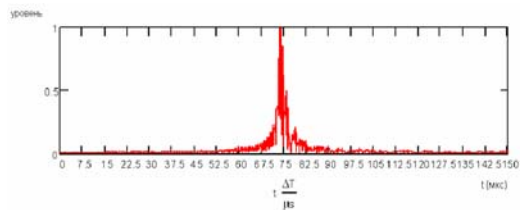


Рис. 4. Нормированный результат взаимно-корреляционной обработки принятого и излученного ЛЧМ сигналов

Анализ рис. 4 показывает, что реальная точность ОМП ЛЭП 220 кВ “Луч-Этилен II” составила около 170-250 м, что подтверждает теоретические предположения по применению ЛЧМ сигналов в ОМП ЛЭП [4,5].

На рис. 5 и 6 представлены нормированные эхограммы ЛЭП в режимах “на отражение” и “на просвет”. На рис. 7 представлена эхо-грамма с имитацией повреждения на расстоянии 12 км от подстанции.

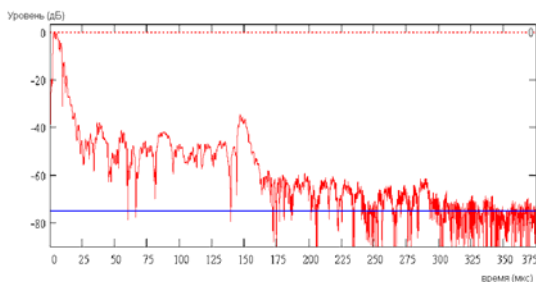


Рис. 5. Нормированная эхо-грамма в режиме “на отражение”

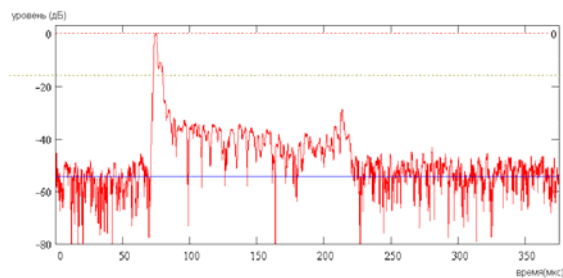


Рис. 6. Нормированная эхо-грамма в режиме “на просвет”

Оценка затухания ЛЧМ сигнала при распространении по ЛЭП производилась по уменьшению значений результата обработки в режимах “на отражение” и “на просвет”. Для этого использовались не только отраженные “длинный” и “короткий” ЛЧМ импульсы, но и их переотражения от концов ЛЭП. Усредненное значение затухания оказалось сопоставимо с [2] и составило 0,32 дБ/км.

Известно [4], что в диспергирующих средах распространение широкополосного сигнала сопровождается отличием значений фазовой и групповой скоростей. Отличие групповой скорости от скорости света сказывается на результатах ОМП ЛЭП методами активного зондирования, поэтому были проведены соответствующие оценочные расчеты. Средневзвешенная оценка групповой скорости по методу наименьших квадратов в (МНК) составила $0,985 \pm 0,2$ от скорости света.

На характер ОМП ЛЭП с использованием ЛЧМ сигналов существенное влияние оказывает уровень и характер помех. На рис.8 показаны минимальная и максимальная спектральные плотности мощности помех измеренных исследовательским комплексом, нормированные к уровню сигнала, а на рис.9 приведен спектр смеси зондирующего сигнала и помехи.

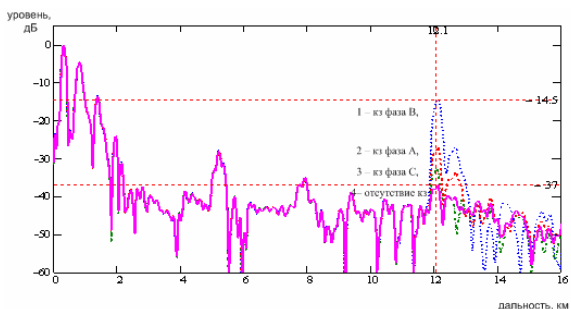


Рис. 7. Примеры эхограмм, зарегистрированных с фазы В

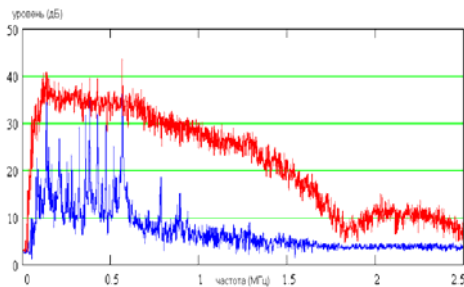


Рис. 8. Спектры помех

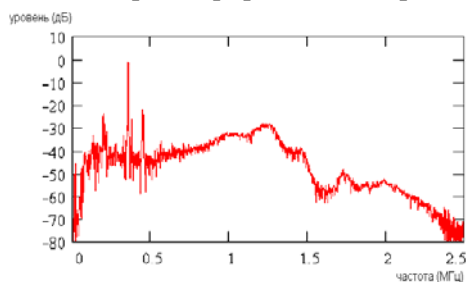


Рис. 9. Спектр смеси зондирующего сигнала и помехи

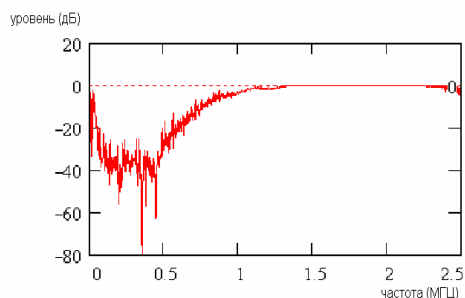


Рис. 10. Частотная характеристика адаптивного фильтра, настроенного на подавление помехи

Помеха по своим параметрам явно отличается от “белого шума”, поэтому в процедуры обработки были введены адаптивные алгоритмы для компенсации воздействия помех. Так, на рис.10. представлена характеристика адаптивного фильтра, обеспечивающего подавление интенсивных составляющих помехи для реализации ее “обеления”. Адаптивные алгоритмы (в том числе используемые в эксперименте) описаны в [4,5], увеличивают отношение сигнал/шум в процессе обработки и необходимы для получения высокой точности ОМП ЛЭП на больших дальностях повреждений.

Таким образом, натурные испытания на ЛЭП 220 кВ “Луч-Этилен II” показали, что использование сложных зондирующих ЛЧМ сигналов в сочетании с современными алгоритмами цифровой обработки сигналов позволяет получить высокие точностные характеристики ОМП ЛЭП и перспективно при построении аппаратуры выявления мест повреждений.

Литература

1. Аржанников Е.А., Лукоянов В.Ю., Мисриханов М.Ш. Определение места короткого замыкания на высоковольтных линиях электропередачи / Под ред. В.А. Шуина.- М.: Энергоатомиздат, 2003.
2. Шалыт Г.М. Определение мест повреждения в электрических сетях. -М.: Энергоатомиздат, 1982.
3. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. - М.: Радиотехника, 2007.
5. Куликов А.Л. Дистанционное определение мест повреждений ЛЭП методами активного зондирования. – М.: Энергоатомиздат, 2006.

СТРУКТУРА ПАРЦИАЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ МАЛЫХ УГЛАХ РАССЕЯНИЯ

Петров В.А., Ключева А.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. радиоэлектронных систем, тел. (057) 70-21-587

The space structure of equivalent scattering sources of secondary waves radiation at little scattering angles is obtained in this report. It is shown this mathematic modeling, that some regions of the higher intensity radiation are existed. The simplest structure unit of the scattering volume is a partial source of secondary wave. We can obtain each of partial sources as a linear array of the running wave.

Введение. Существующие статистические и электродинамические теории дальнего тропосферного распространения (ДТР) ультракоротких волн (УКВ) в неоднородной тропосфере, объясняя отдельные стороны и особенности процессов распространения волн за радиогоризонт, часто не позволяют получить количественные оценки параметров поля. Поэтому важное значение сохраняют экспериментальные исследования в реальных условиях, не только дающие такие оценки, но и являющиеся основой разработки и анализа новых физических моделей распространения [1]. К настоящему времени накоплено значительное количество экспериментальных данных о статистических характеристиках радиосигналов УКВ за радиогоризонтом, особенно в интервале дальностей 100 – 500 км. Основная масса данных получена применительно к задачам техники связи и относится к изучению множителя ослабления и его флуктуаций в диапазоне длин волн 10 – 300 см, а также к определению корреляции между быстрыми изменениями уровня сигнала при «разнесении» сигналов по времени, пространству, частоте или углу. Принято считать, что «регулярная» или «когерентная» составляющая поля связана со слоистой структурой тропосферы, а быстрые случайные колебания уровня сигнала обусловлены флуктуациями диэлектрической проницаемости атмосферы $\varepsilon(\vec{r})$. Детально структура среды, отвечающая за рассеяние «вперед», практически не изучена. Целью данной работы является расчет пространственной структуры эквивалентных источников вторичного излучения, соответствующих заданной модели среды.

Основные расчетные соотношения. В работе [2] введено понятие «парциальной волны» (в окрестности точки наблюдения волна практически однородна), вследствие чего оказалось возможным подсчитать, из какой области пространства могут приходиться элементарные волны, дающие в сумме парциальную волну. Оказалось, что эта область сильно вытянута в направлении волнового вектора \mathbf{k}_0 , причем отношение ее длины L к поперечному размеру d составляет (20...60) в условиях, характерных для трасс ДТР. Каждый парциальный источник вторичного излучения можно рассматривать как линейную систему элементарных излучателей, возбуждаемую бегущей вдоль системы основной волной. В этом случае расчет углового распределения интенсивности поля за радиогоризонтом на основе статистической теории антенн хорошо согласуется с экспериментальными данными во всем интервале дальностей [2].

В данной работе для аналогичных условий рассеяния радиоволн расчет выполнен на основе уравнений Максвелла в приближении М. Борна [3]. Напряженность поля E_s рассеянной волны основной поляризации (E_s параллелен оси y) в точке наблюдения с радиус-вектором \mathbf{R} описывается выражением

$$E_s(\mathbf{R}) = \left(e^{jkR} E_0 / 4\pi R \right) \iiint_V e^{-j\mathbf{K}\mathbf{r}} \left[k^2 \varepsilon + \partial^2 \varepsilon / \partial y^2 \right] d^3 r \quad (1)$$

где E_0 – напряженность плоской основной волны, $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$, \mathbf{k}_s – волновой вектор основной волны, \mathbf{r} – радиус-вектор точки внутри рассеивающего объема V , $\varepsilon = \varepsilon_p - 1$,

$\varepsilon_p = \varepsilon_p(\mathbf{r})$ – диэлектрическая проницаемость тропосферы в точке \mathbf{r} , $k = |\mathbf{k}_0| = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны, $R = |\mathbf{R}|$, $R \gg |\mathbf{r}|$.

Выражение (1) можно записать в другой форме, полагая, что область рассеяния V ограничена, и ее характерный размер $l \ll R$:

$$E_s(\mathbf{R}) = (2\pi E_0 e^{jkR} / R) G(\mathbf{K})(k^2 - K_y), \quad (2)$$

где $G(\mathbf{K})$ – комплексный трехмерный спектр функции $\varepsilon(\mathbf{r}) \cdot V(\mathbf{r})$, K_y – проекция вектора \mathbf{K} на ось k_y в пространстве волновых векторов.

Для синтеза с точностью до постоянного множителя пространственной структуры вторичных источников, т.е. функции $E_0 \varepsilon(\mathbf{r}) V(\mathbf{r})$ в вычисленном спектре рассеянного сигнала были выделены области комплексно-сопряженных значений, соответствующие углам рассеяния от одного до трех с половиной градусов и фиксированному значению R в зоне дифракции Фраунгофера. Остальные спектральные составляющие и соответствующие значения E_s полагались равными нулю.

Обратное преобразование Фурье приводит к пространственной структуре источников вторичного излучения, показанной на рис.1.

Модель тропосферы в данном случае учитывает экспоненциальные изменения среднего значения ε_0 с ростом координаты y (высоты) и статистически изотропные коррелированные флуктуации ε , энергетический спектр которых $\Phi_\varepsilon(k)$ убывает как $k^{-11/3}$.

Характерной особенностью структуры эквивалентных источников вторичного излучения является наличие нескольких областей их локализации, находящихся на разных высотах, причем каждая область состоит из совокупности парциальных излучателей вторичных волн.

В литературе отсутствуют сведения о пространственном распределении источников вторичных волн, полученном путем расчетов или модельных экспериментов. Однако экспериментально наблюдалось наличие нескольких максимумов, что отмечено в работах Шура А.А.[4] и Введенского Б.А.[5]. В работе [5] приведено дифференциальное распределение вероятности углов

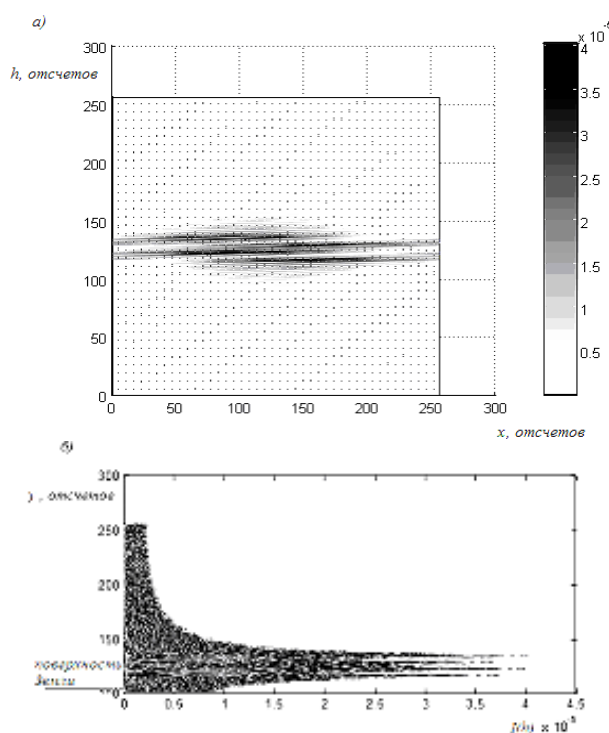


Рис. 1: а – пространственное распределение источников вторичного излучения в вертикальной плоскости (x, y) , параллельной направлению распространения волны; б – распределение амплитуд источников вторичного излучения в вертикальном направлении (вдоль оси y) с точностью до постоянной C

прихода в вертикальной плоскости. Положение и характер экстремумов указывают на то, что их происхождение не связано с интерференцией волн, отраженных от поверхности Земли.

Детальная структура вторичных источников приведена на рис. 2, где отчетливо видны области, аналогичные областям локализации парциальных источников.

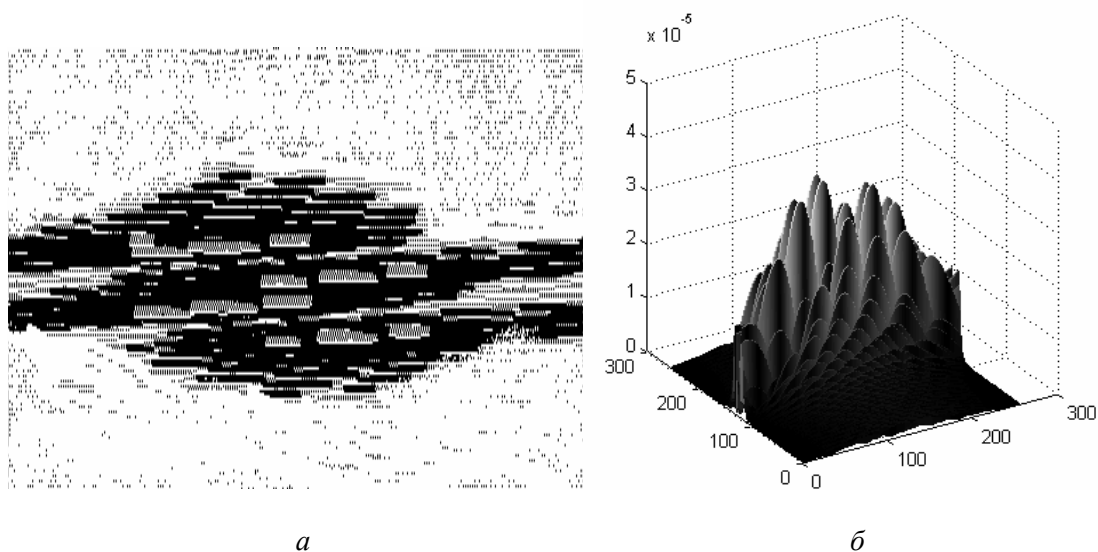


Рис. 2. Распределение источников вторичного излучения в вертикальной плоскости: а – сечение объема рассеяния в плоскости (x, y) , амплитуды показаны в полутоновом изображении; б – амплитуды поля источников в том же сечении в трехмерном изображении с точностью до постоянной C_1

Выводы. Пространственное распределение источников вторичного излучения «вперед», синтезированное расчетным путем для заданной выборки случайной среды, существенно неоднородно в пределах рассеивающего объема. Зависимость интенсивности вторичных источников от высоты над поверхностью Земли имеет несколько экстремумов.

Положение экстремумов может отличаться для разных углов рассеяния и разной формы диаграмм направленности антенн, т.е. от формы рассеивающего объема.

Для всех выборок случайной среды характерными структурными элементами минимальных размеров являются парциальные источники вторичных волн, каждый из которых можно рассматривать как протяженную систему излучателей, возбуждаемую бегущей волной.

Полученные путем математического моделирования результаты согласуются с известными экспериментальными данными и дополняют представления о физических «механизмах» рассеяния.

Литература

1. Шарыгин Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. М.: Радио и связь, 1983. 140с
2. Петров В.А., Баранова Л.В. Структура источников и направленность вторичного излучения при дальнем тропосферном распространении радиоволн// Радиотехника. 2005. Вып. 143. С. 83-88.
3. Петров В.А. Векторное поле радиоволн, рассеянных в тропосфере на флуктуациях диэлектрической проницаемости// Радиотехника. 2006. Вып. 145. С. 126-129.
4. Шур А.А. Характеристики сигнала на тропосферных радиоперелиниях. М.: Связь, 1972. 105с
5. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн./ Под ред. Б.А. Введенского и др. М.: Сов. радио, 1965. 418с.

MIXED PATH LOSS MODELING FOR HIGH FREQUENCY SURFACE WAVE RADAR

A.L. Dzvonkovskaya, L.I. Dzvonkovsky
JSC SPC Scientific Research Institute of Long-Range Communications
1st Bukhvostova Str. 12/11, 107258 Moscow, Russia
E-mail: dzvonkov@niidar.ru

The mixed propagation paths are considered for high frequency surface wave radar (HFSWR) and radar path losses are estimated for homogeneous patches with different electrical properties of sea and land as well as disturbed sea state influence.

1. Introduction. Long distance surveillance of 200 nautical miles Exclusive Economical Zone (EEZ) using HFSWR is a developing technology [1], which has already shown its capabilities to detect ships and aircrafts, to collect data about the ocean environment remotely. The working principle of HFSWR is based on the diffraction of HF radio waves with vertical polarization along the earth surface [2]. There are different scenarios of HF surface wave propagation depending on the region and HFSWR coverage, e.g. the propagation along smooth sea surface is a homogeneous path, the propagation along disturbed sea surface is an inhomogeneous path, the propagation along the sea surface with many islands of different size is a mixed path. In the lattermost case the electric properties of the land can be inhomogeneous.

The radar equation for HFSWR can be expressed via the signal-to-noise ratio q for the working frequency f after a coherent integration of reflected target signals:

$$q = \frac{P\sigma T_{cit}}{WL_{sys}N} \quad (1)$$

where P is the energy potential, σ is the radar cross section of a target, T_{cit} is the coherent integration time, W is the two-path radar attenuation, L_{sys} is the system losses, N is the interference level.

Following (1) the main component of radar propagation losses is the radar attenuation W because there are several hardware and software techniques to minimize these losses for the active and passive interference level N that influences the HFSWR operation. It is necessary to propose an adequate propagation model in order to estimate the signal attenuation along the path for different working frequencies. The final accurate solution hasn't been found yet. The formulas in [2] are complicated to realize therefore the Millington's empirical technique [3] seems to be simple and gives satisfactory results compared to the theory in [2]. This technique is used in CCIR Rec. 368-8 [4] and includes the problems of homogeneous and mixed HF surface propagation paths. Nevertheless the use of graphical data from [4] is not convenient for the HFSWR permanently choosing the operating frequencies with minimal active interference levels to adapt to complicated electromagnetic environment. Such estimation is necessary in real time especially during the HFSWR operation along the mixed paths.

To overcome this problem there is a necessity to develop an interface-friendly software tool to estimate radar path losses. The program is based on the program GRWAVE [4] to calculate the field strength according to [5] and uses the mathematical model of exponential atmosphere CCIR. Actually this program is used to calculate the field strength of surface waves along the smooth homogeneous earth with the conductivity σ and the relative permittivity ε . Millington's technique is utilized to analyze the radar losses estimation under the mentioned above environment.

2. Millington's technique for mixed paths. The surface wave propagation attenuation between the transmitter and the receiver at the distance d can be determined as [4]

$$W(d) = 10 \log_{10}(P_r / P_t), \quad (2)$$

where P_r is the signal power at the receiver input, P_t is the transmitted power.

The received power from the short electrical dipole with the transmitting power $P_t=1\text{kWatt}$ can be defined using the field strength E :

$$P_r(d) = E(d)^2 \lambda^2 / (4\pi Z_0), \quad (3)$$

where λ is the wave length, $Z_0 = 120\pi$ is the impedance in free space.

Substituting (3) in (2) the one-way propagation attenuation for the path consisted of several homogeneous patches is expressed as

$$W(d) = 142 + 20\log f + 20\log E(d), \quad (4)$$

where the working frequency f is in MHz and the field strength E is in $\mu\text{V/m}$.

The recursive equations of Millington's technique correspond to the plots in [4]

$$E_D = \sum_{k=1}^N E_k(s_k) - \sum_{k=2}^N E_k(s_{k-1}), \quad s_k = \sum_{n=1}^k d_n = d_1 + d_2 + d_3 + \dots + d_k,$$

$$E_R = \sum_{k=1}^N E_k(r_k) - \sum_{k=2}^N E_{k-1}(r_k), \quad r_k = \sum_{n=1}^k d_{N-n+1} = d_N + d_{N-1} + d_{N-2} + \dots + d_{N-k}$$

where E_D and E_R are the field strengths for direct path (transmitter-receiver) and return path (receiver-transmitter) respectively, d_n is the length of the n -th path patch. The path patches s_k and r_k are shown in Fig. 1.

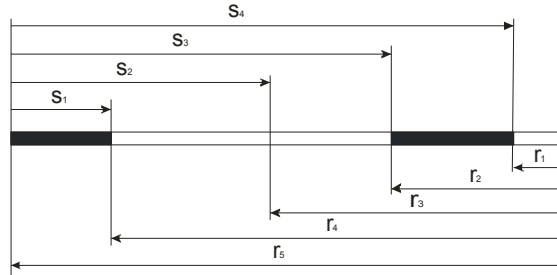


Fig. 1. Different patches of the mixed propagation path.

The total field strength of the mixed propagation with several patches is equal to

$$E_T = (E_D + E_R) / 2.$$

The recursive equations of Millington's technique in case of two-patch propagation path can be written as

$$E_D = E_1(d_1) - E_2(d_2) + E_2(d_1 + d_2), \quad E_R = E_2(d_2) - E_1(d_2) + E_1(d_1 + d_2),$$

where the field value $E_1(d_1)$, $E_1(d_2)$, $E_2(d_1)$, $E_2(d_2)$, $E_1(d_1 + d_2)$ and $E_2(d_1 + d_2)$ are defined as following: $E_1(d_1)$ is the field strength at distance d_1 for the homogeneous medium 1; $E_1(d_2)$ is the field strength at distance d_2 for the homogeneous medium 1; $E_2(d_1)$ – is the field strength at distance d_1 for the homogeneous medium 2; $E_2(d_2)$ is the field strength at distance d_2 for the homogeneous medium 2; $E_1(d_1 + d_2)$ is the field strength at distance $d_1 + d_2$ for the homogeneous medium 1; $E_2(d_1 + d_2)$ is the field strength at distance $d_1 + d_2$ for the homogeneous medium 2.

If the path consists of three patches then the equation are

$$E_D = E_1(d_1) - E_2(d_2) + E_2(d_1 + d_2) - E_3(d_1 + d_2) + E_3(d_1 + d_2 + d_3),$$

$$E_R = E_3(d_3) - E_2(d_3) + E_2(d_3 + d_2) - E_1(d_3 + d_2) + E_1(d_3 + d_2 + d_1).$$

The similar procedure continues in case of n patches of the propagation path.

3. Radar losses modelling. Using the developed software the research is done to estimate radar losses for the HFSWR in case of mixed propagation paths, i.e. there are islands inside the

coverage zone, as well as in case of additional losses due to disturbed sea surface. To estimate HFSWR losses in case of propagation along the mixed paths with homogeneous properties, several path scenarios are considered. Initially the propagation scenario of the path “sea-land-sea-land-sea” (see Fig. 2, left) is considered at patch lengths equal to 100 km, electric properties of sea surface with $\sigma = 5$ S/m and $\varepsilon = 70$ (average sea water salinity), electric properties of dry soil with $\sigma = 0.01$ S/m and $\varepsilon = 15$. The case of homogeneous propagation path along the smooth sea surface is shown in the right part of Fig.2 by dashed lines. The case of mixed propagation path including two islands is shown in Fig.2 by solid lines. The electric properties of sea surface are $\sigma = 5$ S/m and $\varepsilon = 80$, the electric properties of land are $\sigma = 0.003$ S/m and $\varepsilon = 15$. The islands of 20 km and 50 km sizes are at the distances 50 km and 170 km respectively. In Fig. 2 the homogeneous path (thick horizontal line) and EEZ’s border (vertical line) are shown.

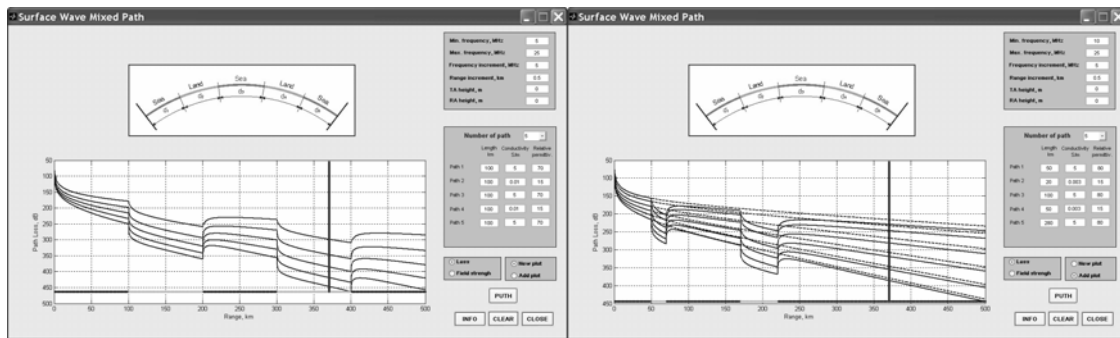


Fig. 2. Two-path surface wave attenuation while propagating along the mixed path.

Left part: using frequencies 5-25 MHz stepped by 5 MHz
(the upper curve is at 5 MHz, the lower curve is at 25 MHz).

Right part: using frequencies 3.5 MHz, 5.5 MHz and 10-25 MHz stepped by 5 MHz
(the upper curve is at 3.5 MHz, the lower curve is at 25 MHz).

The Millington’s effect is seen clearly in these figures. The rapid increase of attenuation at the border “sea-land” and the reconstruction at the border “land-sea” show a capability to detect surface targets behind the island. This effect has been already confirmed experimentally but it is still necessary to investigate it further. Hereby it is important to notice that islands increase the surface wave propagation attenuation; additional one-way attenuation can be 15 dB due to mixed paths; the islands surrounding to the HFSWR induce more attenuation compared to outlying ones; the critical parameters of mixed path attenuation are radial lengths of patches and distances between them; additional attenuation can be minimized by HFSWR operating at lower frequencies.

4. Disturbed sea surface influence on radar losses. D. Barrick has expanded his surface wave propagation theory by the case of rough sea surface consideration [6], which is accepted to estimate the influence of disturbed sea surface on the radar losses. In Fig. 3 the curves of additional one-way attenuation are shown at the frequencies 5 MHz (solid line), 10 MHz (dashed line) and 20 MHz (dotted line) in case of different sea states, i.e. wind speeds, and antenna locations at sea level [6]. The additional attenuation ΔW increases according to increasing wind speed (or wave height), working frequency and distance. For example, the wind influence at the frequency 10 MHz makes additional attenuation about 20 dB at the distance 500 km and the wind speed 15 m/s. It should be noticed that at lower band 3-5 MHz the additional losses have negative sign. Practically it means the increasing receiving signal level. Such an effect takes place when an increasing impedance is reactive, i.e. the sea wave lengths are small while comparing to radio wave length [6]. Taking into account the disturbed sea surface losses, the modeling of potential HFSWR losses is done both for homogeneous paths (see Fig.4, left) and mixed paths (see Fig.4, right) using radar frequencies 5, 10 and 25 MHz marked by dashed-dotted, dashed and solid lines respectively. The utilized data about HF radar attenuation along disturbed sea surface are limited to wind speed 15 m/s, i.e. sea state code is 7. The influence of sea

surface under strong storms and hurricanes is necessary to estimate theoretically and experimentally for distances equal at least the distance to the EEZ's border.

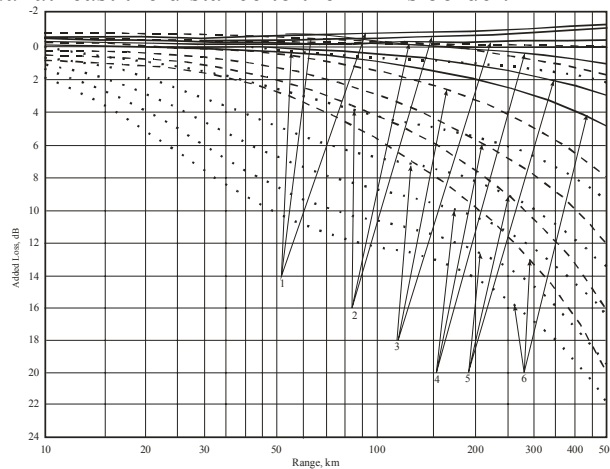


Fig. 3. Additional wave attenuation according to Phillip's sea spectrum model at the frequencies 5, 10 and 20 MHz vs. distances.

1 – wind speed is 2.5 m/s; 2 - wind speed is 5 m/s; 3 - wind speed is 7.5 m/s; 4 - wind speed is 10 m/s; 5 - wind speed is 12.5 m/s; 6 - wind speed is 15 m/s.

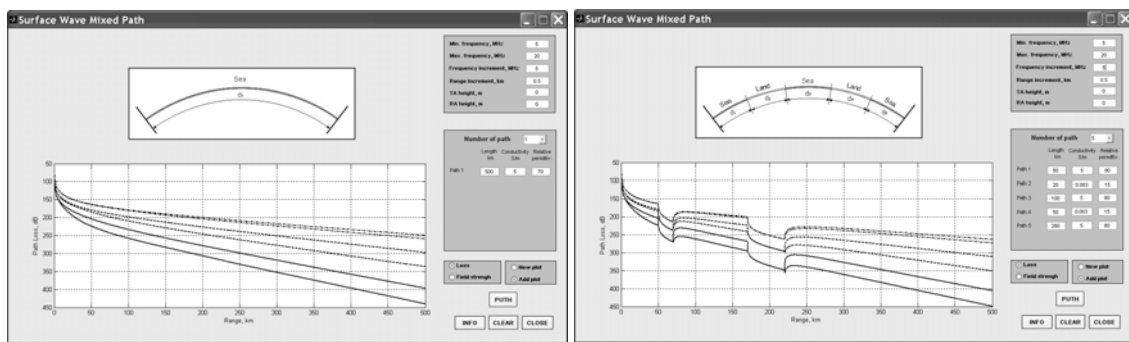


Fig. 4. Two-path surface wave attenuation while propagating along the disturbed sea surface, the homogeneous path (left) and the mixed path (right). The upper curve is at 5 MHz, the lower curve is at 25 MHz. Wind speed is 15 m/s.

Conclusions. The mixed propagation paths bring additional radar losses for the HFSWR in case of homogeneous patches with different electric sea and soil properties as well as disturbed sea state influence. The developed software allows predicting and estimating the radar losses for the mixed propagation paths in real-time operation.

References

1. *A.L. Dzvonkovskaya, L.I. Dzvonkovsky, F.F. Evstratov, V.A. Sobchuk.* Modern state and prospects of HFSWR development. Naukoemkie Tekhnologii, Vol.8, No. 10, 2007, pp. 3-16 (in Russian).
2. *Feinberg E.L.* Wave propagation along the earth surface. M.: Nauka, 1999. 496 p. (in Russian).
3. *Millington G.* Ground Wave propagation over an Inhomogeneous Smooth Earth. Proc. IRE, Part III, Vol.96, 39, January, 1949, pp. 53-64.
4. CCIR. Ground wave Propagation Curves for Frequencies Between 10 kHz and 30 MHz. CCIR Rec. 368-8, Genf, 2005.
5. *Rotheram S.* Ground-wave propagation. Part 2: Theory for medium and long distances and reference propagation curves. IEE Proc. F. Commun., Radar & Signal Process., 1981, 128, n.5, pp. 285-295.
6. *Barrick D. E.* Theory of HF and VHF propagation across the rough sea. Part 2. Application to HF and VHF propagation above sea. Radio Science, Vol.6, No. 5, May 1971, pp. 527-533.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ СПОСОБНОСТИ ЗЕМНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.

В.А. Зелинский

Научно-технический центр АН ПРЭ

61166, г. Харьков, просп. Ленина, 14, тел 702-18-09

E-mail: akad@kture.kharkov.ua

The goal of the given work is review of modern current state and estimation of future trends in development of air traffic control radars.

1. Введение. Для обеспечения безопасности полетов авиации используются средства навигации и наблюдения. В настоящее время определяющее значение в развитии указанных средств играет внедрение систем космического базирования GPS, Глонас и других. Однако, абсолютизация возможностей спутниковых систем явно неправомерна (1). От качества функционирования спутникового сегмента, возможных нарушений в его работе зависит очень многое.

В силу отмеченного традиционные радиотехнические средства навигации и наблюдения предполагается использовать еще достаточно длительное время. Гармоническое же развитие различных видов средств, базирующихся на различных физических или технических принципах, может действительно создать гарантии безопасности полетов летательных аппаратов, особенно на малых высотах. Дублирование различных полей в одном и том же воздушном пространстве, в частности со слабо развитой радиолокационной инфраструктурой, обеспечит выполнение задач авиацией в чрезвычайных ситуациях.

Целью проведенных исследований является создание перспективных бортовых радиовысотомеров для обеспечения полетов на малых и предельно малых высотах, в том числе и над пересеченной местностью. При этом по-прежнему является актуальной задача учета специфики эхо-сигналов, отраженных от различных участков земной поверхности при полетах ЛА на разных высотах.

2. Основными тактическими характеристиками радиовысотомеров (РВ) являются пределы и точность измерения высоты и вертикальной скорости. В зависимости от назначения измерителя требования к его параметрам изменяются в широком диапазоне. Одним из них является сохранение заданной точности измерения при различных эволюциях полета ЛА. Для уменьшения возникающих из-за кренов ЛА погрешностей применяют широкие ДНА. Построение и характеристики РВ определяются видом зондирующих сигналов.

В проведенных экспериментальных исследованиях реализован частотный метод измерения дальности с использованием непрерывного симметричного линейного частотного модулированного сигнала в сантиметровом диапазоне длин волн. Антенная система состояла из двух рупорных антенн: передающей и приемной. Электромеханический привод обеспечивал изменение ориентации обеих антенн в вертикальной плоскости от 0° до 50°.

В приемном тракте сигнал с выхода частотомера подавался на вычислительное устройство (СВУ) и индикатор. В СВУ реализован алгоритм обработки эхо-сигналов, учитывающий изменение профиля земной поверхности по всей трассе полета ЛА. В нем учтена специфика отражения радиосигналов СВЧ - диапазона от протяженной поверхности со случайным рельефом, а также наличие высоковольтных ЛЭП, автотрасс с различным числом автотранспорта, высотных зданий, состояние растительного покрова по времени года, наличие объемных рассеивателей (дождь, туман). При этом определялся пространственный радиус корреляции для эхо – сигналов от земной поверхности.

3. Полученные результаты полевых испытаний радиолокационных высотомеров летательных аппаратов на малых и предельно малых высотах позволяют сделать следующие выводы.

Построение трассы полета ЛА в вертикальной плоскости при вертикальном зондировании земной поверхности позволяет существенно повысить качество информации о высоте полета ЛА.

При поочередном зондировании земной поверхности при вертикальном зондировании и под углом 45° повышается информативность и качество измерений РВ, что особо важно при полетах над сильно пересеченной местностью.

Разработанный алгоритм обработки эхо – сигналов, пришедших от эффективных центров отражения участков земной поверхности и принятых в направлении боковых лепестков диаграммы направленности приемной антенны РВ позволяет повысить качество измерений высоты полета ЛА.

Литература

1. Брейгин А.М. Системы локации и навигации для УВД. 2Й Международный радиоэлектронный форум « Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ – 2005. Сборник научных трудов Том 2. Международная конференция «Системы локации и навигации».- Харьков: АН ПРЭ. 2005. – 584 с.

2. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000.

3. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Сов.радио, 1974 г.

МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ ПРИЗНАКОВ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ МНОГОЧАСТОТНОЙ ЛОКАЦИИ С ОГРАНИЧЕННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ЧАСТОТ

Казаков Е.Л., Васильев Д.Г.

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61023, Харьков, ул. Сумская 77/79, Научный центр Воздушных Сил, тел.(057) 702-01-53
E-mail: dimon2007-71@mail.ru

In this paper information about geometrical attributes of radar target contained in the reflected radar signals received by the system of carried in space diversity radars workings on different frequencies of one wavelength band is examined. The method of receipt of this information for use as additional signs of recognition different classes of radar target is expounded.

В докладе рассматривается информация о геометрических характеристиках радиолокационной цели (РЛЦ), содержащаяся в отраженных от нее радиолокационных сигналах, принимаемых системой разнесенных в пространстве радиолокационных станций (РЛС), работающих на разных частотах одного диапазона длин волн. Излагается метод получения данной информации для использования ее в качестве дополнительных признаков распознавания различных классов РЛЦ.

Введение. В настоящее время достаточно подробно исследованы вопросы получения и использования сигнальной информации для распознавания РЛЦ применительно к однопозиционным и разнесенным в пространстве РЛС, использующим как узкополосные, так и многочастотные сигналы. При приеме и обработке многочастотного сигнала (МЧС) для получения достоверной информации о геометрических характеристиках наблюдаемой РЛЦ необходимо, чтобы в сигнале содержалось достаточно большое количество частот. Однако формирование МЧС в РЛС сопряжено с серьезными трудностями, связанными с усложнением схемы приема-передающего тракта, исключением взаимного влияния сигналов различных частот, увеличением габаритов и веса РЛС и т.п. Изучение характера информации, получаемой при совместной обработке сигналов, принятых системой РЛС, работающих на разных частотах одного диапазона длин волн, позволяет сократить количество используемых частот. В настоящее время существует ряд однотипных РЛС, частоты которых для обеспечения радиоэлектронной совместимости несколько разнесены. Поэтому повышение требований к информации при использовании узкополосных сигналов, по-видимому, может быть удовлетворено при переходе к совместной обработке сигнальной информации, получаемой в системах РЛС, при использовании в них узкополосных сигналов разных частот одного диапазона волн.

Цель данного исследования – изучение характера информации, получаемой при совместной обработке сигналов, принятых системой разнесенных в пространстве РЛС, для определения характерных признаков распознавания РЛЦ и методы получения этих признаков при использовании узкополосных сигналов различных частот одного диапазона длин волн в таких системах РЛС.

Задачей исследования является разработка методов получения признаков распознавания РЛЦ при корреляционной обработке узкополосных сигналов в системах разнесенных в пространстве РЛС с автономным приемом пространственно некогерентных сигналов при объединении информации на уровне видеосигналов.

Изложение результатов исследования. При обработке сигнальной информации в системе разнесенных в пространстве РЛС основным источником информации о наблюдаемой РЛЦ может быть только амплитуда или фаза отраженных сигналов. Зависимость амплитуды (фазы) отраженного от РЛЦ сигнала от времени ее наблюдения называется огибающей амплитуд (фаз) отраженных сигналов. При проведении дополнительной обработки получаемых огибающих амплитуд отраженных сигналов могут быть определены признаки распознавания РЛЦ, в качестве которых в ряде работ [1, 2] предлагается использовать их геометрические характеристики. Рассмотрим метод определения этих при-

знаков при проведении совместной обработки огибающих амплитуд сигналов, принимаемых системой РЛС.

Рассмотрим систему, состоящую из двух разнесенных в пространстве РЛС, которая в течение некоторого интервала времени наблюдает за РЛЦ и производит измерение огибающих амплитуд отраженных сигналов в каждой РЛС. Все вычисления проведем с учетом математической модели отражательных характеристик РЛЦ [1, 3]. Будем считать, что количество отражающих элементов РЛЦ, их положение и интенсивность не изменяются с изменением частоты зондирующего сигнала и направлением приема (угол разноса РЛС β мал). Выражения для комплексных амплитуд суммарного поля для РЛС 1 и РЛС 2, принятых соответственно на частотах f_1 и f_2 , можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_{o1}(t) &= \dot{U}_1(t-t_0)e^{-j2m_1r_0(t)} \sum_{i=1}^N \dot{S}_{i1}(t)e^{-j2m_1x_{i1}}, \\ \dot{E}_{o2}(t, \beta) &= \dot{U}_2(t-t_0)e^{-j2m_2r_0(t)} \sum_{i=1}^N \dot{S}_{i2}(t)e^{-j2m_2x_{i2}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\dot{U}_1(t)$, $\dot{U}_2(t)$ – комплексные амплитуды зондирующих сигналов 1-й и 2-й РЛС соответственно; t_0 – время запаздывания сигнала при распространении радиоволн от передающей антенны РЛС к условному центру РЛЦ и обратно; $m_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1}$, $m_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2}$ – волновое число для значений длин волн РЛС 1 и РЛС 2 соответственно; r_0 – расстояние от РЛС до условного центра РЛЦ; N – количество отражающих элементов на РЛЦ; \dot{S}_{i1} и \dot{S}_{i2} – комплексные коэффициенты отражения i -го отражающего элемента РЛЦ соответственно на частотах f_1 и f_2 ; x_{i1} и x_{i2} – координаты i -го отражающего элемента РЛЦ вдоль линии визирования РЛС 1 и РЛС 2 соответственно.

С течением времени амплитуды отраженных от РЛЦ сигналов будут меняться по случайному закону, так как неизвестно какой РЛЦ они принадлежат и какова ориентация РЛЦ в пространстве. Обработка этих амплитуд при случайном характере их изменения может быть сведена к корреляционно-временной обработке. Однако, в связи с тем, что в рассматриваемых РЛС не предусмотрена когерентная обработка отраженных сигналов, то целесообразно рассмотреть корреляционную обработку огибающих квадратов амплитуд отраженных сигналов. При проведении дальнейшей обработки может быть получен нормированный коэффициент взаимной корреляции квадратов огибающих амплитуд отраженных от РЛЦ сигналов двух разных частот одного диапазона длин волн в виде

$$R_{1,2} = \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} \cdot e^{-2 \left[(2m_2 \cos\beta - 2m_1)^2 \cdot L_x^2 + (2m_2 \sin\beta)^2 \cdot L_y^2 \right]}, \quad (2)$$

где L_x и L_y – усредненный на интервале наблюдения соответственно продольный и поперечный размер РЛЦ.

Информация об эквивалентных (усредненных на интервале наблюдения) размерах РЛЦ, содержащаяся в значениях коэффициентов взаимной корреляции огибающих квадратов амплитуд сигналов, принятых разнесенными в пространстве РЛС, позволяет установить различие их по размерам [2]. Для этого необходима информация о количестве отражающих элементов на наблюдаемой РЛЦ.

Рассмотрим систему, состоящую из трех разнесенных в пространстве РЛС, работающих на разных частотах (f_1 , f_2 , f_3) одного и того же диапазона волн. Такая система позволяет определять усредненные продольный и поперечный размеры РЛЦ при отсутствии априорных данных о количестве отражающих элементов (т.е. в отсутствие априорных данных о форме отражающей поверхности РЛЦ). Действительно, аналогично выра-

жению (2), можно записать систему трех независимых уравнений с тремя неизвестными L_x , L_y , N в виде

$$\begin{aligned} R(\Delta m_{12}, \beta_{12}) &= \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} e^{-2[(2m_1-2m_2 \cos \beta_{12})^2 L_x^2 + (2m_2 \sin \beta_{12})^2 L_y^2]}, \\ R(\Delta m_{13}, \beta_{13}) &= \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} e^{-2[(2m_1-2m_3 \cos \beta_{13})^2 L_x^2 + (2m_3 \sin \beta_{13})^2 L_y^2]}, \\ R(\Delta m_{23}, \beta_{23}) &= \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} e^{-2[(2m_1-2m_3 \cos \beta_{23})^2 L_x^2 + (2m_3 \sin \beta_{23})^2 L_y^2]}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $R(\Delta m_{12}, \beta_{12})$ – коэффициент взаимной корреляции огибающих квадратов амплитуд сигналов, принятых разнесенными на угол β_{12} РЛС на частотах f_1 и f_2 ; $R(\Delta m_{13}, \beta_{13})$ – коэффициент взаимной корреляции огибающих квадратов амплитуд сигналов, принятых разнесенными на угол β_{13} РЛС на частотах f_1 и f_3 ; $R(\Delta m_{23}, \beta_{23})$ – коэффициент взаимной корреляции огибающих квадратов амплитуд сигналов, принятых разнесенными на угол $\beta_{23} = \beta_{13} - \beta_{12}$ РЛС на частотах f_2 и f_3 ; Δm_{12} , Δm_{13} , Δm_{23} – разность волновых чисел для соответствующих РЛС.

Для малых углов разноса между РЛС β система уравнений будет иметь вид

$$\begin{aligned} R(\Delta m_{12}, \beta_{12}) &\approx \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} e^{-2[4(\Delta m_{12})^2 L_x^2 + 4m_2^2 \beta_{12}^2 L_y^2]}, \\ R(\Delta m_{13}, \beta_{13}) &\approx \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} e^{-2[4(\Delta m_{13})^2 L_x^2 + 4m_3^2 \beta_{13}^2 L_y^2]}, \\ R(\Delta m_{23}, \beta_{23}) &\approx \frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} e^{-2[4(\Delta m_{23})^2 L_x^2 + 4m_3^2 \beta_{23}^2 L_y^2]}. \end{aligned} \quad (4)$$

Измеряя значения коэффициентов корреляции и зная величины m_1 , m_2 , m_3 , а также углы разноса между РЛС β_{12} , β_{13} , β_{23} , можно определить значения L_x , L_y , N , решая совместно систему уравнений (3) или (4).

Рассмотрим частный случай, когда на наблюдаемых РЛС количество отражающих элементов большое ($N \gg 1$) (это справедливо для миллиметрового или сантиметрового диапазона длин волн). В этом случае, используя (4), можно записать систему двух независимых уравнений с двумя неизвестными L_x , L_y в виде:

$$\begin{aligned} R(\Delta m_{12}, \beta_{12}) &\approx e^{-8[(\Delta m_{12})^2 L_x^2 + m_2^2 \beta_{12}^2 L_y^2]}, \\ R(\Delta m_{13}, \beta_{13}) &\approx e^{-8[(\Delta m_{13})^2 L_x^2 + m_3^2 \beta_{13}^2 L_y^2]} \end{aligned} \quad (5)$$

Решая систему уравнений (5), получим выражения для определения усредненных продольного и поперечного размеров РЛС в виде

$$L_x = \sqrt{\frac{m_2^2 \beta_{12}^2 \cdot \ln R(\Delta m_{13}, \beta_{13}) - m_3^2 \beta_{13}^2 \cdot \ln R(\Delta m_{12}, \beta_{12})}{8 \cdot [(\Delta m_{12})^2 \cdot m_3^2 \beta_{13}^2 - (\Delta m_{13})^2 \cdot m_2^2 \beta_{12}^2]}}, \quad (6)$$

$$L_y = \sqrt{\frac{(\Delta m_{13})^2 \cdot \ln R(\Delta m_{12}, \beta_{12}) - (\Delta m_{12})^2 \cdot \ln R(\Delta m_{13}, \beta_{13})}{8 \cdot [(\Delta m_{12})^2 \cdot m_3^2 \beta_{13}^2 - (\Delta m_{13})^2 \cdot m_2^2 \beta_{12}^2]}}. \quad (7)$$

Для аппаратурной реализации выражений (6) и (7) необходимо предусмотреть возможность определения коэффициентов взаимной корреляции реализаций квадратов огибающих амплитуд отраженных от РЛС сигналов на разных частотах. Однако,

в общем случае, данные реализации представляют собой нестационарный случайный процесс. Поэтому при расчетах коэффициента взаимной корреляции исходные реализации квадратов огибающих амплитуд отраженных сигналов необходимо приводить к нулевому среднему, например, по методу, описанному в [4]. Кроме того, определение коэффициентов корреляции необходимо проводить на заданном интервале времени. Этот интервал, с одной стороны, должен быть не очень большим, а с другой стороны, продолжительность этого интервала должна быть избрана такой, чтобы на нем укладывалось 8–10 “лепестков” диаграммы обратного вторичного излучения РЛЦ.

В результате физического моделирования были получены диаграммы обратного вторичного излучения РЛЦ крупного и среднего размера при облучении их сигналами трех разных частот [5]. При этом разнос между частотами зондирующих сигналов составлял 3 МГц. РЛС 2 и РЛС 3 разнесены соответственно влево и вправо от РЛС 1 на угол, равный $1,5^\circ$. По полученным диаграммам рассматриваемых РЛЦ были определены значения нормированных коэффициентов взаимной корреляции на выбранном интервале усреднения. В соответствии с выражениями (6) и (7) рассчитаны значения усредненного продольного и поперечного размеров РЛЦ.

Анализ полученных в результате эксперимента данных и рассчитанных теоретическим путем рассматриваемых геометрических характеристик РЛЦ показал, что ошибки в определении продольного и поперечного размера не превышают соответственно 3,2% и 5,6% для РЛЦ крупных размеров и 11,3% и 1,9% для РЛЦ средних размеров. Это свидетельствует о практическом совпадении результатов.

Таким образом, измеряя значения коэффициентов корреляции $R(\Delta m_{12}, \beta_{12})$, $R(\Delta m_{13}, \beta_{13})$ и зная величины m_1 , m_2 , m_3 , а также углов разноса между РЛС β_{12} , β_{13} можно определить средние значения продольного и поперечного размеров РЛЦ, наблюдаемой системой трех разнесенных в пространстве РЛС, работающих на разных частотах (f_1 , f_2 , f_3).

Вывод. Совместная обработка сигнальной информация, получаемой системой разнесенных в пространстве РЛС при использовании ими зондирующих узкополосных сигналов разных частот одного диапазона длин волн, позволяет расширить объем получаемых признаков распознавания РЛЦ. Определяемые при помощи рассмотренных методов геометрические характеристики РЛЦ могут использоваться в качестве дополнительных признаков распознавания различных классов аэродинамических целей.

Литература

1. Казаков Е.Л. и др. Радиолокационные признаки распознавания при многопозиционной локации / Под ред. Е.Л. Казакова. – Х.: АСЭ – 2005. – 188 с.
2. Казаков Е.Л. и др. Распознавание целей при многочастотной радиолокации / Под ред. Е.Л. Казакова. – Х.: МОУ, ОНИИ ВС, 2007. – 188 с.
3. Казаков Е.Л. Статистическая модель радиолокационной цели в сантиметровом диапазоне волн с учетом поляризационных свойств цели на многих частотах // Радиотехника. – 1976. - №4. – С. 1 – 4.
4. Юшин В.И. Оптимальные интервалы осреднения при измерении статистических характеристик нестационарного процесса по одной реализации. Автотметрия. – М., 1966 – № 3. С. 113 – 121.
5. Казаков Е.Л. и др. Характеристики рассеяния радиолокационных целей/ Под ред. Е.Л. Казакова. – Х.: Типография № 13 – 2006. – 188 с.

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ДАЛЬНОСТНЫХ ПОРТРЕТОВ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ БИСПЕКТРАЛЬНО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ РЕАЛИЗАЦИЙ

Февралев Д.В., Зеленский А.А., Лукин В.В.

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»
61070, Харьков, ул. Чкалова 17, кафедра 504 «Приема, передачи и обработки сигналов»,
тел. (057) 707-48-41

E-mail: lukin@ai.kharkov.com; факс (057) 744-11-86

One way to enhance radar range profile estimate is described. It is supposed that a set of noisy realizations with random shifts of information component is observed at detector output. To remove random shifts, bispectral processing is used. It is equipped by additional procedures of realization centering and bispectrum filtering in order to suppress non-Gaussian noise. Simulation results are presented that demonstrate the efficiency of the proposed approach.

Введение. Задачей современных радиолокационных средств является не только обнаружение и определение координат объектов (целей), но и распознавание их типов [1], причем выполнять все эти функции необходимо при относительно малых отношениях сигнал-шум (ОСШ) на входе приемного устройства радиолокатора. Одним из способов распознавания является формирование и анализ дальностного портрета (ДП) цели, получение которого возможно при условии использования радиолокаторов высокого разрешения.

Вместе с тем, надежное распознавание типа цели по ДП возможно при выполнении ряда условий: хорошем качестве оценки ДП, использовании надлежащим образом обученных классификаторов, центрировании оценки дальностного портрета и т.п. [1].

Оценки ДП, полученные по одной реализации сигнала на выходе детектора искажены помехами, которые могут быть достаточно интенсивными при малом ОСШ на входе приемника [2]. Поэтому целесообразно формировать оценки ДП по нескольким последовательно получаемым реализациям отраженных от цели сигналов в предположении, что форма ДП цели мало изменяется для сравнительно небольшого количества набора последовательных реализаций (это условие обычно выполняется при достаточно высокой частоте следования зондирующих сигналов радиолокатора). Однако, для таких реализаций информационная составляющая оценки ДП может быть случайным образом смещена в стробах, что не позволяет эффективно когерентно накапливать оценки. Оценивание взаимного сдвига для его устранения, особенно при интенсивных помехах, является достаточно сложной задачей [3].

Одним из альтернативных средств обеспечения возможности квазикогерентного накопления является использование биспектральной обработки [4]. Дополнительным средством повышения эффективности биспектральной обработки является применение комбинированной биспектрально-фильтровой обработки, позволяющей сочетать достоинства биспектра (нечувствительность к взаимным сдвигам сигнальной составляющей, высокую эффективность подавления помех с ПРВ, симметричной относительно математического ожидания [4]) и различных адаптивных нелинейных фильтров [2], [3].

Однако на выходе детектора РЛС помехи обычно имеют негауссов характер и ПРВ, несимметричную относительно математического ожидания. Работоспособность биспектральных и комбинированных биспектрально-фильтровых методов обработки сигналов при негауссовых помехах исследовалась в работе [5], где было показано, что, в принципе, эти методы применимы, но наблюдаются специфические эффекты. Цель данной работы – адаптировать методы обработки на основе биспектра к свойствам сигналов и помех для РЛС, формирующих ДП целей, а также проанализировать их эффективность.

Свойства сигнальной составляющей и помех. В условиях автосопровождения протяженной радиолокационной цели, когда она находится в стробе по дальности, для ограниченного набора последовательных реализаций форму сигнала, соответствующую ДП, можно считать примерно постоянной. Об этом свидетельствуют результаты анализа

модельных сигналов для разных ракурсов ряда типов протяженных целей, любезно предоставленных нам сотрудниками Харьковского Университета Воздушных Сил. Однако внутри дальностных стробов последовательных реализаций сигнальные составляющие ДП могут быть смещены друг относительно друга на априорно неизвестную или случайную величину, закон распределения которой неизвестен и плохо поддается предсказанию.

Предположим, что первичная обработка принятых колебаний производится в квадратурных каналах, в результате чего после оцифровки получают квадратурные последовательности (в стробе, содержащем I отсчетов) $D_{Re}(i-\tau)+n_c(i)$, $i=0, \dots, I-1$ и $D_{Im}(i-\tau)+n_s(i)$, $i=0, \dots, I-1$, где $D_{Re}(i-\tau)$, $D_{Im}(i-\tau)$ – i -й отсчет реальной и мнимой частей истинного дальностного портрета с учетом их сдвига τ в стробе дальности, $n_c(i)$, $n_s(i)$ – соответственно i -й отсчет составляющих комплексной помехи. Закон распределения этих составляющих можно положить Гауссовым, математическое ожидание равным нулю, а дисперсии считать равными.

Оценка ДП для строба в дискретизированном виде может быть сформирована как

$$y_{out}(i) = |\dot{y}(i)| = \left(D_{Re}^2(i) + 2D_{Re}(i)n_c(i) + n_c^2(i) + D_{Im}^2(i) + 2D_{Im}(i)n_s(i) + n_s^2(i) \right)^{1/2} = \left(D^2(i) + 2(D_{Re}(i)n_c(i) + D_{Im}(i)n_s(i)) + (n_c^2(i) + n_s^2(i)) \right)^{1/2}, \quad (1)$$

где $D(i) = \left(D_{Re}^2(i) + D_{Im}^2(i) \right)^{1/2}$ ($i=0, \dots, I-1$) – истинный вещественный ДП, I – общее число отсчетов в стробе. Учтем то, что разрешение по дальности современных РЛС высокого разрешения составляет единицы метров и цели занимают от единиц до двух-трех десятков отсчетов по дальности, а размеры строба по дальности – на один-два порядка большее количество отсчетов. Тогда можно считать, что существуют такие номера отсчетов i_{min} и i_{max} , что $D(i)=0$ для $i=0, \dots, i_{min}$ и $i=i_{max}, \dots, I-1$. Иными словами, протяженной цели соответствуют отсчеты с индексами от $i_{min}+1$ до $i_{max}-1$, причем обычно $i_{max} - i_{min}$ меньше I на порядок и более. Характерный вид $D(i)$ ($i=0, \dots, I-1$), $I=256$ показан на рис. 1.а (тонкой и пунктирной линиями показаны $D_{Re}(i)$ и $D_{Im}(i)$).

Статистические характеристики помех для отсчетов с номерами $i=0, \dots, i_{min}$ и $i=i_{max}, \dots, I-1$ определяются $n_R(i) = \left((n_c(i))^2 + (n_s(i))^2 \right)^{1/2}$. С учетом ранее сделанных предположений о статистике $n_c(i)$ и $n_s(i)$, $n_R(i)$ является неотрицательной случайной величиной с ПРВ Релея. Статистика помех для отсчетов с номерами $i= i_{min}+1, \dots, i_{max}-1$ в области $i= i_{min}+1, \dots, i_{max}-1$ характеризуется более сложным распределением, поскольку в (1) присутствуют также случайные величины $2D_{Re}(i)n_c(i)$ и $2D_{Im}(i)n_s(i)$ с гауссовой ПРВ. При этом ПРВ помех в $y_{out}(i)$ ($i=0, \dots, I-1$) оказывается несимметричной относительно среднего, которое, в свою очередь, больше 0. Искаженная помехой и случайным сдвигом реализация приведена на рис. 1,б. Очевидно, что по ней распознать цель весьма сложно.

Восстановление оценки ДП на основе биспектральной обработки. Традиционная биспектральная обработка набора реализаций предусматривает выполнение следующей последовательности операций [4]: формирование оценки биспектра $V_m(k,l)$ для каждой m -й реализации $x_m(i) = D(i-\tau_m) + n_m(i)$, $i=0, \dots, I-1$ в виде произведения $\dot{X}_m(k)\dot{X}_m(l)\dot{X}_m(-k-l)$, где $\dot{X}_m(k)$, $k=0, \dots, I-1$ – Фурье-образ $x_m(i)$, $i=0, \dots, I-1$. Таким образом, $V_m(k,l)$ – двумерная комплексная функция. Затем для всех реализаций $V_m(k,l)$, $m=1, \dots, M$ тем или иным способом (обычным усреднением или с применением устойчивых оценок [2]) получают обобщенную оценку $V_{gen}(k,l)$. Вследствие присутствия помех в $x_m(i)$, $i=0, \dots, I-1$, $m=1, \dots, M$ оценки $V_m(k,l)$ и $V_{gen}(k,l)$ также искажены помехами, хотя оценка $V_{gen}(k,l)$ в существенно меньшей степени. Следующими операциями являются восстановление амплитудного и

фазового спектра сигнала из $V_{gen}(k,l)$, а затем получение оценки формы $\hat{D}(i), i=0, \dots, I-1$ с использованием обратного преобразования Фурье. Одним из вариантов комбинированной биспектрально-фильтровой обработки (КБФО) является фильтрация массива $V_{gen}(k,l)$ с целью подавления помех. В качестве метода фильтрации целесообразно применять адаптивный, с подстройкой порога в каждом блоке, фильтр на основе дискретного косинусного преобразования.

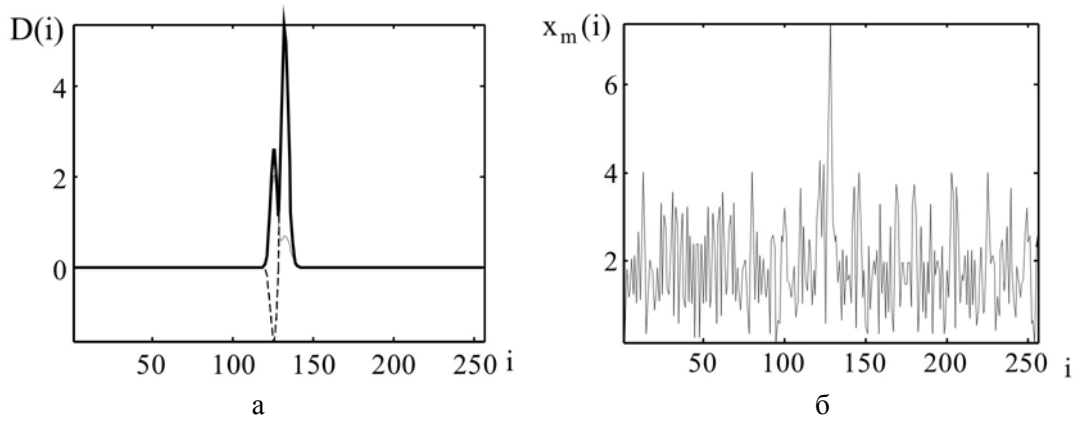


Рис. 1. $D(i)$, $D_{Re}(i)$ и $D_{Im}(i)$ ($i=0, \dots, I-1$) для тестовой цели (а) и зашумленная реализация (б)

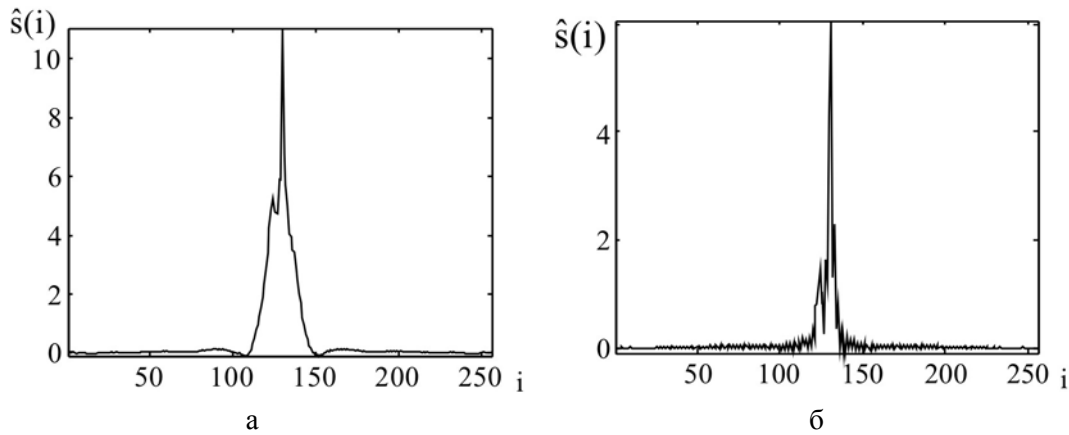


Рис. 2. Восстановленные оценки обычным (а) и модифицированным (б) комбинированным биспектрально-фильтровым методами

Вследствие положительной определенности помех оценка формы ДП, получаемая КБФО, имеет колоколообразную «подставку» в центральной части. Чтобы устранить этот нежелательный эффект, обусловленный применением биспектральной обработки в нехарактерной для нее ситуации, когда математическое ожидание помех не равно нулю, предлагается модифицированный подход – перед получением $\hat{X}_m(k), k=0, \dots, I-1$ производить своеобразное центрирование $x_m(i), i=0, \dots, I-1$:

$$x_{cenm}(i) = x_m(i) - \text{med}\{x_m(i), i=0, \dots, I-1\}, \quad (2)$$

а затем уже выполнять все описанные выше операции в стандартном порядке.

Оценка формы ДП в этом случае имеет вид, показанный на рис. 2, б ($M=200$). Помехи подавлены, а ДП благодаря свойствам биспектра оказывается расположенным в центре, что является полезным для последующего распознавания [1].

Методами численного моделирования были проведены количественные исследования точности восстановления ДП. Наибольший положительный эффект от КБФО и использования операции (2) имеет место при малых ОСШ на выходе детектора (на входе

блока биспектральной обработки). Он достигает нескольких дБ (по критерию ОСШ на выходе блока) по сравнению с обычным биспектральным методом обработки.

Это важное достоинство предложенного метода, поскольку именно при малых ОСШ наиболее проблематично точно оценить ДП и выполнить распознавание с желательной надежностью (вероятностью правильного распознавания).

Выводы. Предложен модифицированный метод КБФО, позволяющий повысить качество оценок ДП при негауссовых помехах на выходе детектора радиолокатора с высоким разрешением по дальности. Метод основывается на свойстве биспектра квазикогерентно накапливать оценки формы сигнальной составляющей при ее случайных сдвигах для разных реализаций (в стробах дальности, соответствующих обнаруженной цели).

Быстродействие соответствующих алгоритмов достаточно высоко, поскольку обработка предусматривает расчет медианного значения и Фурье-образа для каждой реализации, накопление оценок биспектра простым усреднением, однократную фильтрацию с применением дискретного косинусного преобразования, однократное восстановление амплитудного и фазового спектров сигнальной составляющей и еще одно ДПФ на конечном этапе получения оценки ДП. Все эти операции могут быть реализованы с использованием соответствующих быстрых алгоритмов и спецпроцессоров.

Литература

1. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С.П., Братченко Г.Д., Орленко В.М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Зарубежная радиоэлектроника, 1996, N.11, с. 3-63.

2. Lukin V., Totsky A., Fevralev D., Roenko A., Astola J., Egiazarian K. Adaptive Combined Bispectrum-Filtering Signal Processing in Radar Systems with Low SNR // Proceedings of ISCAS 2006, Kos (Greece), May 2006, pp. 3690-3693.

3. Totsky A.V., Fevralev D.V., Lukin V.V., Katkovnik V.Ya., Paliy D.V., Egiazarian K.O., Pogrebnyak O.B., Astola J.T. Performance Study of Adaptive Filtering in Bispectrum Signal Reconstruction // Circuits, Systems and Signal Processing, Vol. 25, No 3, 2006, pp. 315-342.

4. Lohmann A.W., Weigelt G., and Wirtitzer B. Speckle masking in astronomy: triple correlation theory and applications // Applied Optics, vol. 22, Dec. 1983, pp. 4028 – 4037.

5. Тоцкий А. В., Астола Я., Егизарян К. О., Зеленский А. А., Курбатов И.В., Лукин В. В. Восстановление сигналов по оценкам биспектров в присутствии гауссовых и негауссовых помех // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. - Москва. - № 11. – 2002. – С. 44-58.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИДЕНТИФИКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПО НЕКОНТРОЛИРУЕМЫМ ИЗЛУЧЕНИЯМ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

С.В. Козелков, К.А. Рачинский, А.Н. Богдановский, А.Л. Поляков

1. Государственное предприятие центральный научно-исследовательский институт навигации и управления, г. Киев, ул. Димитрова, 5, journal@kvantm.com.ua.
2. Государственное предприятие центральный научно-исследовательский институт навигации и управления, г. Киев, ул. Димитрова, 5 journal@kvantm.com.ua.
3. Национальный центр управления и испытаний космических средств, г. Евпатория-19, ckkp@spacecenter.gov.ua.
4. Национальный центр управления и испытаний космических средств, г.Евпатория-19, ckkp@spacecenter.gov.ua.

Введение. В настоящее время при обнаружении космического аппарата и взятии его на сопровождение одним из направлений повышения информативности о его состоянии и назначении становится анализ и обработка неконтролируемых излучений (НКИ). В условиях малопунктной сети измерительных средств решение этих задач приобретает особую актуальность. При этом возникает задача оптимального обнаружения, приема и распознавания излучений космических аппаратов (КА) наземной радиотехнической системой (РТС).

Постановка проблемы. Основными факторами, стимулирующими разработку математических моделей излучений бортовой аппаратуры, является то, что задача распознавания КА по НКИ относится к классу задач, не имеющих универсального решения. При этом возникает вопрос оптимального обнаружения и распознавания НКИ КА наземной радиотехнической системой, что влечет за собой изменение режимов функционирования, вызванных неопределенностями параметров и характеристик излучений бортовой аппаратуры КА. Таким образом, возникает необходимость разработать подходы к обнаружению радиосигналов в приемных устройствах наземных радиотехнических систем, что требует наличие математических моделей излучений.

Анализ литературы. Анализ источников информации [1-3] показал, что в каждом отдельном случае в той или иной мере возникает необходимость решения задачи: как при минимальных затратах, максимизировать эффективность использования РТС. Одним из подходов является математическое моделирование ожидаемых процессов.

Решение задачи. Изучение НКИ гетеродинов приемного тракта и задающих генераторов (ЗГ) подразумевает анализ характера изменения параметров колебаний гетеродинов. Поскольку эти излучения являются гармоническими колебаниями, то параметрами данных сигналов являются амплитуда, частота и начальная фаза.

Рассмотрим характеристики процесса неустойчивости ЗГ КА и выделим составляющие процесса, представляющие интерес с точки зрения идентификации. Прежде всего, проведем анализ характеристик неустойчивости частоты НКИ.

Для параметрической идентификации НКИ КА проведем обоснование выбора модели процессов неустойчивости частоты. При этом следует учесть, что создание математической модели процессов неустойчивости осуществляется обычно с целью решения задачи повышения стабильности опорных генераторов посредством прогнозирования отклонений частоты от номинала и формирования управляющих воздействий, компенсирующих эти отклонения. Можно выделить два направления создания математической модели. Первое направление основано на теоретическом рассмотрении элементов схемы опорного генератора, обеспечивающих получение гармонического колебания опорного генератора. Такая модель должна учитывать вклад отдельных элементов схемы в неустойчивости, описывать шумовые параметры и параметры старения, изменения их под действием внешних условий. Такая модель весьма громоздка, т.к. число факторов и элементов, приводящих к неустойчивости, обычно велико.

Второе направление основано на исследовании процесса нестабильности частоты экспериментальным путем. В этом случае рассматривают генератор как "черный ящик", без детального анализа его внутренней структуры. Исследуемые далее математические модели нестабильности основаны на этом подходе.

Зависимость среднеквадратичного отклонения нестабильности частоты σ_ε от времени усреднения содержит две зоны: "кратковременной" и "долговременной" нестабильности. Основная причина долговременной нестабильности - старение элементов кварцевых генераторов. Уровень шумов, вызванных этим старением, на порядок и более превосходит уровень шумов, вызванных "кратковременной" нестабильностью, которая обусловлена флуктуационными помехами внутреннего (внутри петли генератора) и внешнего происхождения. К помехам относятся также наводки напряжения питания и его гармоник. При этом флуктуационные помехи можно считать распределенными по нормальному закону.

Наиболее важно прогнозирование "долговременных" составляющих нестабильностей, т.к. они вносят основной вклад в нестабильность частоты опорного генератора.

Известны два типа математических моделей нестабильности опорных генераторов: нединамические и динамические.

Нединамические модели удобны при работе с кварцевыми генераторами, имеющими большую стабильность при относительно небольших интервалах прогнозирования (~ 1 часа). При этом следует учесть, что появление у процесса нестабильности составляющих типа гармонических, возникающих при действии, например, периодических возмущающих воздействий [3], не позволяет решить задачу прогнозирования с помощью параболической аппроксимации.

Большими возможностями обладает динамическая модель, построенная на основе метода уравнений состояния. Динамическая модель предполагает, что процесс нестабильности формируют на выходе четырехполосника, возбужденного белым гауссовым шумом [4]. Параметры возбуждающего шума и формирующего четырехполосника выбирают такими, чтобы моментные или другие характеристики процесса на выходе четырехполосника совпали с требуемой точностью с характеристиками экспериментально полученных процессов нестабильностей. Сравнение характеристик процессов можно выполнить следующим образом. На основе экспериментально полученного процесса нестабильности генератора вычисляют его корреляционную функцию. По корреляционной функции получают спектральную плотность средней мощности процесса нестабильности, совпадающий с точностью до постоянных коэффициентов с квадратом модуля коэффициента передачи формирующего четырехполосника. Динамическая модель представляет собой в данном случае описание происхождения белого гауссова шума через формирующий четырехполосник посредством системы дифференциальных уравнений первого порядка [5]. Системой таких уравнений можно описать всякий процесс с рациональным спектром, приближающимся к нулю на высоких частотах.

Метод с использованием динамической модели основан на представлении процесса как результата возбуждения белым шумом формирующего фильтра. Исследования этого метода показывают, что хорошие результаты получаются для выборок измерений процесса объемом от сотен до тысяч [4]. Такой объем информации означает оценивание вектора состояния для стабильных кварцевых генераторов в течение достаточно длительных (до единиц часов) интервалов времени. Техника применения этого метода разработана до простых рекуррентных соотношений. Однако практическое применение этого метода для оценивания сигнала нестабильности сопряжено с определенными трудностями, вызванными чувствительностью алгоритма к выбору начальных условий. На практике в этом случае в качестве значения дисперсии принимают наиболее возможное и далее считают его постоянным. Принятие значения дисперсии меньшего, чем в реализации, приводит к неустойчивости алгоритма и делает его неработоспособным.

В том случае, когда реализация нестабильности охватывает большой интервал времени, предложение о постоянстве отдельных параметров модели оказывается несостоя-

тельным. Эти параметры следует считать переменными, и их можно представить как случайный процесс, порожденный марковской моделью.

Алгоритмы идентификации на основе динамических моделей разработаны в виде рекуррентных соотношений как для критерия максимума правдоподобия, так и для критерия максимума апостериорной вероятности распределения оцениваемого параметра. Однако, если неизвестные параметры распределены равномерно или имеется значительная неопределенность в априорном распределении, то алгоритмы идентификации для названных выше критериев эквивалентны.

Выводы. Проведенный выше анализ особенностей сигналов неконтролируемых излучений и обоснование математических моделей идентифицируемых процессов бортовой аппаратуры КА показывает на принципиально возможное создание наземного аппаратно-программного комплекса идентификации КА, что позволит повысить не только уровень контроля космического пространства, а также обеспечит дополнительные сведения о работе бортовой аппаратуры КА.

Литература

1. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов. Под ред. А.С. Винницкого.-М.: Радио и связь. 1993-328 с.
2. Положительное решение ВНИИГПЭ от 11.11.90. мки н 0427/22. Способ проверки работоспособности космических объектов. А.С. Вышлов, В.Т. Дурасов, М.А. Иванов, С.В. Козелков.
3. М.А. Иванов, С.В. Козелков. Анализ условий применений антенных устройств СВЧ и КВЧ диапазонов на спутниках. – М., 1989,-12 с-Деп. В ЦИВТИ МО СССР, вып. 10, № 4238, В 1384.
4. Б.Ц Бахшиян, Р.Р. Назиров., П.Е. Эльясберг. Определение и коррекция движения. – М.: Наука, 1980. – 360 с.
5. Дж Бендат, А.Пирсол. Применения корреляционного и спектрального анализа. – М.: Мир, 1983. – 312 с.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА СООТНОШЕНИЯ ФАЗОВОЙ И ГРУППОВОЙ СКОРОСТИ ПРИЗЕМНОГО ОБЪЕКТА ПРИ КООРДИНАТНОЙ РЕГИСТРАЦИИ ОБЪЕКТОВ, НАБЛЮДАЕМЫХ ЗАГОРИЗОНТНЫМ РАДАРНОМ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ИОНОСФЕРНОЙ ВОЛНЫ

В.В. Коган, Н.Д. Некипелов, С.М. Савельев, В.Н. Стрелкин

ОАО НПК НИИ дальней радиосвязи

107258, г. Москва, ул. 1-я Бухвостова 12/11, E-mail: valia@niidar.ru

V.V. Kogan, N.D. Nekipelov, S.M. Saveliev, V.N. Strelkin

The method for correction of ionospheric models by using the informational properties of ratio of Doppler and group velocities for targets observed by over-the-horizon radar is proposed.

Введение. Радары пространственной ионосферной волны имеют определенную проблему при контроле координатно-целевой обстановки (КЦО) в зоне их ответственности. Здесь является актуальным использование моделей ионосферы для компенсации искажений координатно-целевой обстановки, возникающих из-за несоответствия земных координат «наклонным» координатам, регистрируемым РЛС, и многомодовому распространению КВ сигналов в ионосфере. В зарубежной литературе данная проблема получила специфическое название MLCR – mode linking and coordinate registration [1]. Успех ее решения также определяется степенью соответствия реальной ионосферы используемым модельным представлениям, при этом для коррекции прогностических моделей используются традиционные методы радиомониторинга ионосферы: ВЗ, НЗ, ВНЗ [1, 2], имеющие свои ограничения. Вместе с тем, представляет интерес использование для указанной коррекции непосредственно наклонной информации, получаемой на радаре. Для случая многомодовой ситуации в [1], использован метод, основанный на стохастической модели ионосферы. Подход, предложенный в работе [3], инвариантен к количеству модов и основан на использовании информации о различии между групповой и фазовой скоростями наблюдаемого объекта, однако он требует определенных точностей измерения этих скоростей. Оценка таких точностей методом имитационного моделирования и являлась задачей настоящей работы.

Основные положения. Пусть D и V – дальность и радиальная скорость в земных координатах соответственно, β – географический азимут цели. Соответствующей трассовой (наклонной) информацией в целевой отметке по каждому моду на данное время T текущего времени t является следующая: наклонная дальность P (НД), доплеровская (фазовая) скорость V_d , наклонный азимут (пеленг) β_n . Если завязана траектория $P(t)$, то можно по ее наклону определить наклонную (групповую) скорость V_n .

Для теоретических исследований трансформации земных координат в наклонные удобно использовать следующие преобразования (см. например, [3]). Переход от радиальной дальности D по земле к наклонной дальности P для каждого мода удобно осуществлять с помощью коэффициентов удлинения трассы k_t , исходя из соотношения:

$$P = k_t D \quad (1)$$

Для наклонной скорости V_n можно получить при неизменной высоте движения следующую связь с земной радиальной скоростью V объекта:

$$V_n = \frac{dP}{dD} V = k_p V \quad (2)$$

Точно также для доплеровской скорости:

$$V_d = \frac{d\Phi}{dD} V = k_v V \quad (3)$$

где Φ – фазовый путь. В (1)–(3) трассовые коэффициенты k_t , k_v , k_p являются функциями дальности. Таким образом, ни наклонная скорость, ни доплеровская скорость любого мода не совпадают с радиальной скоростью V объекта относительно земли. Для на-

стоящей работы важно отметить, что их отношение γ не зависит от радиальной скорости V в земных координатах:

$$\gamma = V_d / V_n = kv/kp \quad (4)$$

Коэффициент γ зависит только от рабочей частоты, дальности до цели, параметров ионосферы и может быть рассчитан с использованием прогностической модели ионосферы как отношение kv/kp . В случае заведомо одномодового распространения, или при идентификации модовых треков для каждой цели, имеются однозначные зависимости $P(D)$. Следовательно, могут быть рассчитаны модельные зависимости $\gamma(P)$ для единственного мода в случае одномодового распространения или для выбранного мода в случае многомодового. Обычно ЗГРЛС наблюдает десятки целей с различными экспериментальными наклонными дальностями P_j и оценивает их фазовые и групповые скорости [1]. Если решена задача определения модовых треков для каждой цели, то для всех целей можно взять одноименные модовые треки и по ним найти экспериментальную зависимость $\gamma_3(P_j)$. Таким образом, возникает возможность коррекции модели ионосферы путем сближения экспериментальной и модельной зависимостей $\gamma(P_j)$, инвариантная к количеству идентифицированных модов [3]. При этом могут быть использованы различные методы и критерии сближения, рассмотренные, например, в работах [2,3].

Здесь для простоты была взята однослойная ионосфера с параболическим профилем электронной концентрации с параметрами f_0 , H_m и Y_m . Для исходной модельной ионосферы указанные параметры были взяты равными 5,5 МГц, 400км, 150 км. Для экспериментальной – 6.0 МГц, 350км и 100км соответственно. Для расчета зависимостей групповых и фазовых путей от дальности по земле использовались известные аналитические выражения [4], производные kv и kp находились численным способом. Предполагалось, что в интервале дальностей D равномерно распределено несколько движущихся объектов в количестве N_0 , для которых экспериментально на момент времени T определены наклонные дальности P_j , доплеровские скорости V_d и наклонные скорости V_n , что позволяет рассчитать экспериментальную зависимость $\gamma_3(P_j)$. При имитации эта зависимость рассчитывается как отношение kv/kp для «экспериментальной» ионосферы. Одновременно рассчитывались исходные модельные и экспериментальные зависимости $P_m(D)$, $P_{эj}(D)$, а также $\gamma_m(P)$ и $\gamma_3(P_j)$. Указанные зависимости представлены на рис. 1 и 2 соответственно. В частности, из рис.1 можно найти, что если при определении дальности D_j для найденных P_j пользоваться модельной (прогнозной) $P(D)$, то ошибка определения дальности D по земле в данном расчете составит более 50 км.

Определим целевую функцию F следующим образом:

$$F(\gamma) = [\{\gamma_3(P_j, x_0) - \gamma_m(P_j, x_m)\}^2]^{1/2}, \quad (5)$$

где x_0 – вектор истинных значений параметров ионосферных слоев, x_m – вектор прогнозных значений параметров ионосферных слоев. Квадратные скобки в (5) и далее обозначают усреднение по номерам j объектов, для которых определены значения γ_3 и γ_m . Задача коррекции заключается в нахождении такого значения вектора x_m , чтобы минимизировать значение целевой функции F , т.е. среднеквадратического отклонения γ_3 и γ_m .

Нас интересует эффективность метода коррекции с точки зрения решения прямой задачи, на этапе имитационного моделирования ее естественно оценивать по величине ошибок расчета дальностей до целей на основе обращения зависимостей $P_m(D_j)$, исходные дальности $D_{эj}$ здесь известны (заданы). Для этого рассчитывались значения F_D следующим образом:

$$F_D = [\{D_{эj} - D_{мj}(P_j, X_m)\}^2]^{1/2} \quad (6)$$

Как уже указывалось, существует несколько способов поиска минимума функционала типа (5). В настоящей работе сближение кривых $\gamma(P_j)$ осуществлялось методом линейного прогнозирования (Ньютона), а значения F_D находилось в зависимости от скользящего изменения экспериментальных скоростей σ_{γ_3} .

Полученные данные позволяют оценить требования к точности измерения γ , и количеству необходимых для этого объектов N_0 в зоне анализа в зависимости от требуемой точности нахождения дальности до объекта по земле. Размер зоны анализа по дальности и азимуту должен выбираться исходя из примерно одинаковых в нем отклонений параметров ионосферы от прогнозных значений. По результатам выполненных оценок для получения величины F_D в несколько км необходимо реализовать значение отношения $\sigma_{\gamma}/N_0^{1/2}$ порядка 10^{-3} .

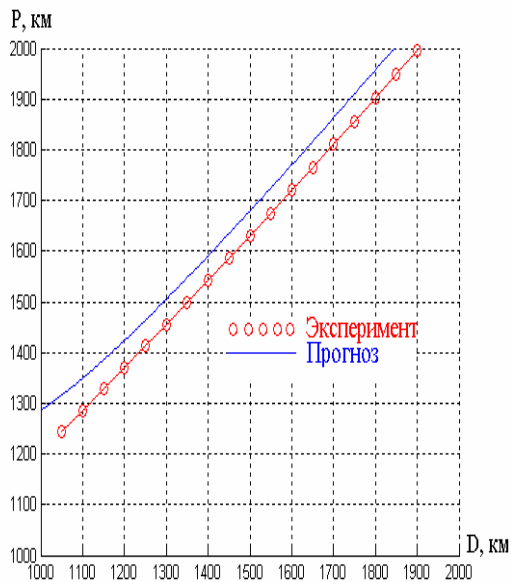


Рис. 1

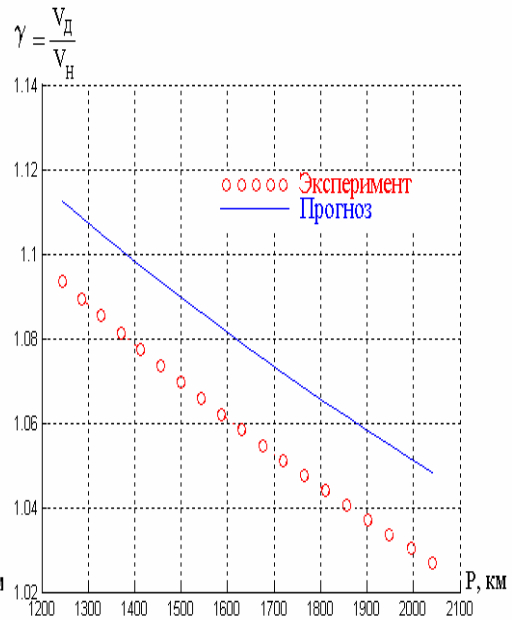


Рис. 2

Заключение. С использованием имитационного моделирования показана возможность использования метода коррекции прогностической модели ионосферы при решении задач координатной регистрации объектов наблюдения загоризонтных ионосферных радаров. Метод основан на «сближении» расчетных и измеренных зависимостей отношений доплеровских и наклонных скоростей объектов от группового пути, оценены условия, при выполнении которых может быть получен существенный выигрыш в точности координатной регистрации. Выполненные модельные расчеты подтверждают, что этот метод можно потенциально рассматривать как новый по сравнению с [1] метод радиомониторинга ионосферы в интересах координатной регистрации объектов, наблюдаемых радаром пространственной волны.

Литература

1. J.Krolik. Target localization and track association for over-the-horizon radar with statistical ionospheric model. Technical report. Duce University. 1999.
2. Н.Д. Некипелов, Л.А.Попова, В.П.Ржаницын, С.М.Савельев, О.Е. Слободсков. Проблематика коррекции прогностических моделей ионосферы методами радиомониторинга трасс загоризонтной радиолокации. Нелинейный мир №10, т.4, 2006 г, с. 554-561
3. В.В.Коган, С. М. Савельев, В.Н. Стрелкин. Характеристики траекторий сигналов, формируемых ЗГРЛС в условиях многомодового распространения радиоволн. XIV международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2008, с.1663-1670.
4. Croft, T a.o. Radio Science, 1968,3(1):69-74.

ИНТЕГРИРОВАННЫЕ МНОГОСПЕКТРАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ГЕОМОНИТОРИНГА. КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ

Зубков А.Н.¹, Прудюс И.Н.²

¹Львовский научно-исследовательский радиотехнический институт,
79060, Львов, ул. Научная, 7, тел. (0322)63-21-41;

²Институт телекоммуникаций, радиоэлектроники и электронных приборов
Национального университета “Львовская политехника“

The methodology of complexing the different wave band geomonitoring channels to obtain the highest informativeness has been considered on the base of the statistical – decision theory.

Комплексирование каналов наблюдения различных участков спектра электромагнитных волн (ЭМВ) в рамках общей информационно-измерительной системы является мощным инструментом повышения эффективности дистанционного мониторинга. Под комплексированием в общем случае будем понимать совокупность технических решений на аппаратном и программном уровнях, направленных на повышения эффективности дистанционного мониторинга за счет объединения эксплуатационных и информационных преимуществ парциальных спектральных каналов. Представляет интерес анализ информационной эффективности комплексирования парциальных спектральных каналов с учетом их количества и разнесения по частоте, а также разработка рекомендаций по обеспечению многоспектрального мониторинга в реальном масштабе времени с учетом пространственной взаимоустойчивости и временной взаимосинхронизации парциальных спектральных каналов.

В информационном аспекте объединение преимуществ парциальных спектральных каналов при комплексировании может быть достигнуто на уровнях: пространственных выборок формируемых изображений наблюдаемых объектов и сцен (пиксельный уровень); информативных признаков наблюдаемых объектов и сцен; принимаемых поканально решений.

Пиксельный уровень позволяет эффективно комплексировать парциальные каналы со сравнимыми пространственными разрешающими способностями. Такими каналами, в частности, могут быть смежные участки видимого спектра, инфракрасного (ИК) диапазона, миллиметрового диапазона (ММД). Увеличения частотного разнесения парциальных каналов, например ИК – сантиметровый диапазон, на этом уровне затруднительно из-за практических ограничений, связанных с допустимыми физическими размерами и точностью изготовления антенных систем каналов радиодиапазона.

Комплексирование на уровне информативных признаков, полученных в единой системе координат (например, угломерные, дальностные, доплеровские, поляризационные “портреты”), также требует соизмеримости пространственных разрешающих способностей парциальных спектральных каналов. Однако важно отметить, что на этом уровне существует возможность расширения размерности формируемых на выходе многоспектральной системы изображений объектов и сцен. Так, например, наличие высокого дальностного и доплеровского разрешения в активных каналах радиодиапазона позволяет дополнить оптические изображения в картинной плоскости, получаемые за счет высокого углового разрешения, дальностными и доплеровскими “портретами” [1].

Комплексирование на уровне принятых поканально решений является наиболее общим информационным подходом к повышению эффективности многоспектральных систем. При этом важно отметить, что физические принципы построения парциальных спектральных каналов (активный, полуактивный, пассивный), степень приближения их структуры к оптимальной не имеют значения.

В общем случае, независимо от участка спектра ЭМВ, занимаемого парциальным каналом, с точки зрения теории статистических решений проблема дистанционного мониторинга может быть декомпозирована на три задачи: обнаружение объектов; измере-

ние (оценка) координат и параметров движения объектов; распознавание (многоальтернативное обнаружение) объектов.

Последовательно применяя метод максимума правдоподобия [2] можно получить оптимальные правила решения вышеуказанных задач в многоспектральных системах, комплекслируемых на уровне принятых поканально решений.

Обнаружение

$$\sum_{k=1}^l h_k y_k \geq C, \quad (1)$$

где $y_k = (y_1, y_2, \dots, y_l)$ – l -мерный вектор частных решений, $y_k = 1$ – решение о наличии объекта, принятое k -м каналом, $y_k = 0$ – решение об отсутствии объекта, принятое k -м каналом;

$h_k = \ln \left(\frac{D_k}{F_k} \times \frac{1-F_k}{1-D_k} \right)$ – весовой коэффициент, который характеризует информа-

ционный вклад k -го парциального канала в обнаружение наблюдаемого объекта; D_k, F_k – вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги в парциальном канале; C – пороговое значение, выбираемое исходя из допустимого уровня вероятности ложной тревоги F для многоспектральной системы в целом. Анализ выражения (1) показывает, что введение дополнительных парциальных каналов эквивалентно увеличению объема выборки при дискретном накоплении. При равноценности каналов по помехоустойчивости значительного повышения эффективности многоспектральной системы не происходит. Однако даже для двухспектральной системы при наличии помехи, поражающей один канал (например, гидрометеоры), но не действующий на другой канал, комплексирование оказывается существенно полезным. При этом пораженный канал отключается, так как при $D_k = F_k$ весовой коэффициент $h_k = 0$ и ведущая роль переходит к каналу, свободному от помех. Очевидно, что в общем случае должна производиться оценка помеховой ситуации и осуществляться адаптивная перестройка весовых коэффициентов h_k .

Оценка координат

$$\hat{\alpha} = \sum_{k=1}^l G_k \alpha_k, \quad (2)$$

где α_k – оценка координаты объекта (например, угловой) в парциальном канале; G_k – весовой коэффициент, физически интерпретируемым мерой относительной точности k -го парциального канала. Для нормальных распределений оценок α_k и шума

$$G_k = \frac{1}{\sum_{k=1}^l \frac{1}{\sigma_{k\alpha}^2}}, \quad (3)$$

где $\sigma_{k\alpha}^2$ – дисперсия канальной оценки.

Распознавание. Задача многоальтернативного обнаружения возникает в ситуациях, когда требуется не просто принять решение о наличии объекта, но и решение о его классе. Важным с практической точки зрения является разделение наблюдаемых объектов на два класса – истинные и ложные цели, например, в задачах совместного обнаружения – распознавания наземных объектов [1]. Алгоритм оптимального объединения решений парциальных каналов при трехальтернативном обнаружении принимает вид

$$\sum_{k=1}^l \sum_{r=1}^2 H_r^{(k)} \vartheta(Y - r_k) \geq C_{2f}, \quad (4)$$

где $Y = (y_1, y_2, \dots, y_l)$ – l - мерный вектор частных решений, $y_k = 0$ – цели нет $y_k = 1$ – цель ложная, $y_k = 2$ – цель истинная; $H_r^{(k)}$ – коэффициент, определяющий относительный вес r -го решения в k -м парциальном канале, $r = 0, 1, 2$,

$$\vartheta(y_k - r) = \begin{cases} 1 & \text{при } y_k = r \\ 0 & \text{при } y_k \neq r \end{cases}, \quad (5)$$

$C_{2j} (j = 0, 1)$ – пороговое значение, выбираемое исходя из допустимых вероятностей ложной тревоги и принятия ложной цели за истинную для многоспектральной системы в целом.

Правила (1), (2), (3) допускают простую физическую интерпретацию – чем выше статистическая надежность парциального спектрального канала, тем больший вес имеют его решения.

Структурная схема оптимальной многоспектральной системы мониторинга представлена на рис. 1.

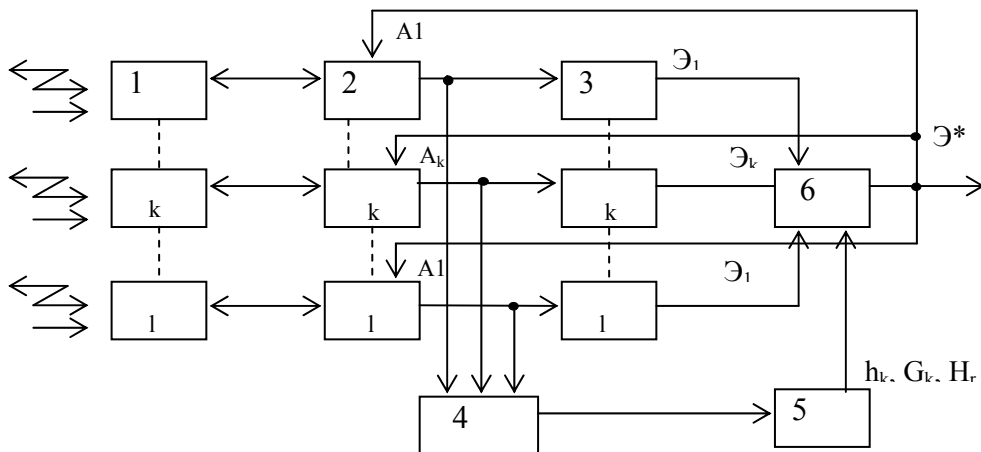


Рис. 1: 1 – апертурная часть парциального спектрального канала; 2 – приемо-передающий тракт парциального спектрального канала; 3 – блок выработки решений парциального спектрального канала; 4 – анализатор помеховой обстановки; 5 – блок вычисления канальных весовых коэффициентов h_k, G_k, H_r ; 6 – блок вычисления весовых сумм (10), (14), (21); $\mathcal{E}_1 \dots \mathcal{E}_k$ – показатели эффективности парциальных спектральных каналов; A_1, \dots, A_k – сигналы управления адаптацией приемо-передающих трактов парциальных спектральных каналов

Из вышеизложенного и анализа выражений (1), (2), (3) следует, что в общем случае эффективность многоспектральной системы, независимо от уровня комплексирования, повышается с увеличением количества парциальных каналов и максимального их разнесения по частоте.

Для обеспечения взаимосогласованной работы парциальных спектральных каналов в пространстве и времени, а также уменьшения массогабаритных показателей многоспектральных систем геомониторинга разработана методология конструктивного комплексирования (интеграции) [1, 3]. Непосредственными физическими предпосылками для создания интегрированных многоспектральных систем являются: возможность объединения парциальных спектральных каналов в рамках единой схемы диаграммообразования; инвариантность структуры аппаратно-программной части многоспектральной системы к физическому построению парциального канала после аналого-цифрового преобразования канальной информации. На рис. 2 представлена структурно-функциональная схема интегрированной радиооптической системы геомониторинга

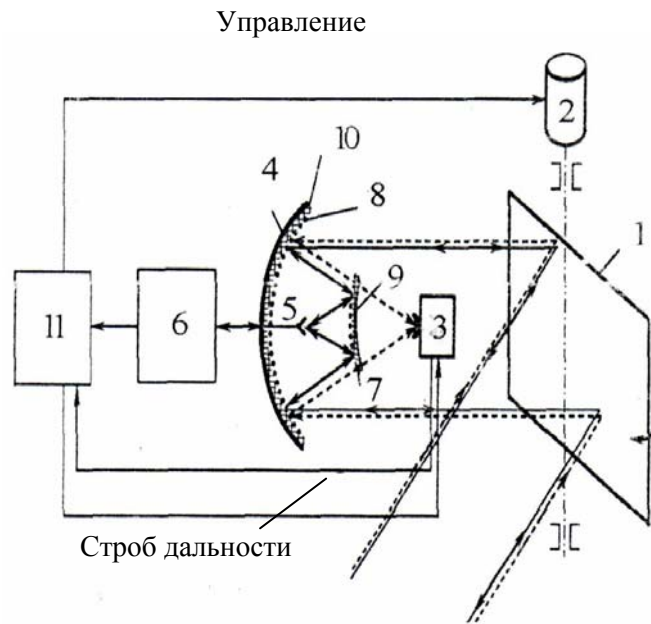


Рис. 2: 1 – сканирующее плоское зеркало; 2 – управляемый электропривод;
 3 – приемник теплового излучения ИК диапазона; 4 – параболическое зеркало;
 5 – моноимпульсный облучатель ММД; 6 – когерентно-импульсный приемопередатчик;
 7, 8 – печатные поляризационные фильтры; 9 – гиперболическая подложка;
 10 – параболическая подложка; 11 – блок управления, обработки и синхронизации

Выводы.

1. Комплексирование каналов различных диапазонов ЭМВ существенно повышает информативность и помехоустойчивость геомониторинга, причем прирост эффективности является монотонной функцией количества парциальных спектральных каналов и максимального значения их частотного разнесения.

2. Оптимальная структура многоспектральной системы включает анализатор помеховой обстановки для адаптации весовых коэффициентов информационного вклада парциальных спектральных каналов.

3. Работа многоспектральной системы геомониторинга в реальном масштабе времени с учетом массогабаритных ограничений может быть обеспечена путем интеграции парциальных спектральных каналов в рамках единой схемы диаграммообразования.

Литература

1. Зубков А.Н. Системы радиовидения миллиметрового диапазона. Принципы построения. Сопоставления и интеграция с оптическими каналами, результаты эксперимента // Радиоэлектроника.- 2005.- №9.- С.3-16, №10.- С.3-10 (Изв. вузов).

2. Вопросы статистической теории радиолокации / Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др. / Под ред. Г.П. Тартаковского.- М.: Сов. Радио.- Т.1, 1963.-Т.2, 1964.

3. Патент 70868 А Україна, МПК G01H1/00, G01S13/00. Спосіб дистанційного моніторингу земної поверхні та інтегрована система для його реалізації / А.М. Зубков, І.Н. Прудіус, Л.М. Смеркло (Україна). - №20031212144; Заявлено 30.12.2003. – Опуб. 15.10.2004.- Бюл. №10.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННАЯ ЭКОЛОГИЧЕСКИ ЧИСТАЯ НАВИГАЦИОННАЯ РЛС ДЛЯ МОРСКИХ СУДОВ

Козелков С.В., Подгурский А.М., Тищенко Б.Г.

Государственное предприятие Центральный научно-исследовательский
институт навигации и управления

04073, г. Киев, ул. Фрунзе 160/20, тел.(044)463-9922

E-mail: office.nav.u@nbi.com.ua, тел./факс (044)463-9922

The result of development of the up-to-date solid-state navigation radar station (NRS) for sea vessels are given in this work. The problems on creation of such a NRS are outlined, as well as the RS performance characteristics are shown.

Special attention is paid on the realization of the rough sea surface interference decorrelation by means of rearrangement of pulse-by-pulse emission frequency.

Введение. Одним из наиболее распространенных радиолокационных средств являются корабельные навигационные РЛС. Традиционное их построение базируется на применении магнетронных передатчиков. При простоте такого построения оно обладает рядом существенных недостатков:

- низкая надежность, обуславливающая большие эксплуатационные расходы;
- большие излучаемые мощности, препятствующие использованию их в акваториях портов и прибрежной зоне;
- отсутствие возможности повышения обнаружительной способности малоразмерных плавсредств на фоне отражений от взволнованной морской поверхности и от атмосферных осадков;
- для военных применений – отсутствие возможности эффективной борьбы с преднамеренными активными помехами и низкая скрытность работы для средств радиотехнической разведки противника.

Цель разработки перспективной навигационной РЛС – устранение перечисленных недостатков РЛС традиционного построения путем применения технических решений, базирующихся на современной элементной базе.

Основными задачами проектирования современных корабельных навигационных РЛС (НРЛС) являются:

- уменьшение влияния помех от атмосферных осадков и морской поверхности;
- повышение надежности и уменьшение затрат на эксплуатацию НРЛС;
- повышение эффективности работы оператора НРЛС.

Общепринятыми кардинальными путями решения перечисленных задач являются переход на твердотельные приемопередающие устройства и автоматизация работы НРЛС. Однако, практическое решение этих задач сопряжено с рядом технических трудностей:

- разработка твердотельных усилителей мощности, работающих с большой частотой следования импульсов;
- обеспечение перестройки несущей частоты излучений от импульса к импульсу, позволяющее раскоррелировать сигналы от взволнованной морской поверхности и исключить прием сигналов от запредельных целей;
- применение сложных и комбинированных сигналов, обеспечивающих максимальную и минимальную дальность обнаружения без "мертвых зон" по дальности;
- разработка алгоритмов и программ корректировки направления излучения частотнозависимых рупорно-щелевых антенн НРЛС при перестройке несущей частоты от импульса к импульсу без "мертвых зон" по азимуту.

В разрабатываемой нами твердотельной помехозащищенной экологически чистой НРЛС перечисленные трудности преодолены.

Состав и технические характеристики НРЛС.

- 1 Рупорно-щелевая антенна с шириной диаграммы направленности:
 - в вертикальной плоскости 23°;

- в горизонтальной плоскости $0,85^\circ$.
 - 2 Твердотельное передающее устройство:
 - мощность 100 Вт, 10 Вт, 1 Вт, 0,1 Вт;
 - минимальная скважность 10;
 - диапазон частот 9300 – 9500 МГц.
 - 3 Синтезатор частот:
 - количество переключаемых частот от импульса к импульсу - 32;
 - длительность импульсов 0,1 - 50 мкс с фазокодовой манипуляцией (ФКМ) и с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ) сигнала;
 - время переключения частот 10 – 20 мкс;
 - время переключения мощности < 1 мкс.
 - 4 Приемное устройство:
 - коэффициент шума 3 дБ;
 - выходные видеосигналы — квадратурные.
 - 5 Процессор реального времени:
 - аналого-цифровые преобразователи 12 разрядов;
 - обеспечивает решение следующих задач:
 - а) формирование зондирующих и опорных кодов;
 - б) корреляционно-фильтровую обработку;
 - в) предварительное накопление сигналов и вычисление амплитуд сигналов;
 - г) формирование сигналов ВАРУ;
 - д) формирование циклограмм комбинированных зондирующих сигналов и сигналов бланкирования;
 - е) формирование 12-разрядных кодов углового положения антенны;
 - ж) формирование значений несущей частоты излучения с учетом коррекции направления излучения частотнозависимой антенны;
 - и) связь с приемопередающей аппаратурой и главным процессором НРЛС.
 - 6 Привод вращения антенны:
 - угловая скорость вращения 20 – 10 оборотов /мин.;
 - мощность двигателя 500 Вт.
 - 7 Главный процессор НРЛС на базе двухъядерного процессора CP307 фирмы Kontron обеспечивает решение следующих задач:
 - формирование карты помех;
 - формирование адаптивных порогов обнаружения;
 - автоматическое обнаружение целей;
 - стабилизация ложных тревог;
 - исключение ложных целей, принятых боковыми лепестками антенны и обусловленных временными боковыми лепестками сложных сигналов;
 - коррекция координат целей от воздействия качек корабля;
 - формирование формуляра обнаруженных целей;
 - преобразование координат обнаруженных целей для отображения;
 - формирование команд управления НРЛС в диалоговом режиме;
 - межобзорная идентификация целей;
 - автоматическое сопровождение целей и вычисление их траекторий.
 - 8 Устройство отображения информации – цветной жидкокристаллический монитор с диагональю 23 дюйма с суммой элементов разложения 1600×1200 .
- Основные характеристики НРЛС по прямому назначению:**
- максимальная потенциальная дальность обнаружения:
 - а) дальность обнаружения судна валовой вместимостью 5000 регистровых тонн – 18 миль;
 - б) морского буя с ЭПР $> 10 \text{ м}^2$ – 3,5 мили;
 - минимальная дальность обнаружения – 20 м;
 - разрешающая способность:

- | | |
|---|---------------|
| а) по азимуту | – < 1,0°; |
| б) по дальности | – 15 ÷ 150 м; |
| – количество автоматически сопровождаемых целей | – 50; |
| – потребляемая мощность | – 1000 Вт; |
| – масса | – 180 кг. |

Выводы. Среди комплекса технических решений по созданию твердотельной помехозащищенной навигационной РЛС для морских судов доминирующими являются:

- разработка твердотельного передающего устройства с перестройкой частоты излучения от импульса к импульсу;
- разработка алгоритмов и программ обработки сигналов для раскоррелирования помех и компенсации частотной зависимости антенн.

Разработка твердотельных усилителей мощности обеспечена наличием в продаже 15 – 25-ваттных транзисторов, работающих в заданном диапазоне. Однако, в настоящее время из многих десятков типов НРЛС известно лишь три, построенных не на магнетронном передатчике, а на твердотельном. Это PILOT Mk-2 (Швеция), SQOUT (Голландия) и Sharp (Бенилюкс). Они используют сложные сигналы со сжатием импульса, адаптивно усиливают излучаемую мощность для обеспечения экологической чистоты при работе в акваториях портов, однако, лишь в Sharp в перспективе предполагают реализовать те преимущества, которые дает перестройка несущей частоты от импульса к импульсу. В нашей навигационной РЛС реализовано подавление помех от взволнованной морской поверхности и гидрометеоров путем их раскоррелирования при перестройке частоты излучения от импульса к импульсу.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ДОПЛЕРОВСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ОБЪЕКТОВ АВИАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ

Р.В. Колесник

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»
61070, Харьков, ул. Чкалова, 17, каф. производства радиоэлектронных систем
летательных аппаратов

Тел. (057) 707-43-53, e-mail: RTSLA@kharkov.com; факс (057) 315-11-31

In the thesis the intercoupling of vibration of the engine and the polarization-modulated signal, which polarising spectrum is considered, has the combined structure representing a composition broad-band noise (background) and lines of a spectrum. The engine is considered as fluctuating object which disseminates a radar-tracking signal, and can consist in the form of a set of elementary reflectors. Polarising characteristics of the reflected signal depend thus both on parameters of an irradiating wave, and from geometrical properties of object of remote supervision, and the spectral structure of a signal is defined by characteristics of fluctuations.

Введение. К диагностике по вибросостоянию относятся оценка и прогнозирование динамической нагруженности конструкции, выявление опасных колебаний, их причин и источников, а так же выявление и оценка опасных динамических воздействий на конструкцию, идентификация объектов авиационной техники (АТ). Вибрации и шум объекта несут информацию о состоянии, режиме работы его отдельных узлов и даже о предстоящем разрушении какого-либо узла или детали [1].

Определить параметры вибрации можно для точки на объекте, области, для всего объекта в целом, рассматривая его как группу локальных точек с индивидуальными параметрами, для семейства объектов. Можно это сделать как для фиксированного режима работы, так и для различных режимов и условий эксплуатации.

Если различные элементарные отражатели объекта вибрируют в пространстве с различными скоростями, возможно выделение поляризационных свойств отдельных элементов объекта. При этом преобразование поляризации волны каждым элементарным отражателем может быть выражено с помощью комплексных коэффициентов отражения объекта дистанционного зондирования (ДЗ), которые в совокупности представляют поляризационную матрицу рассеяния (ПМР). Анализ ее поляризационно-спектральной структуры позволяет выделить характерные особенности объекта, что напрямую связано с его техническим состоянием.

Материалы и результаты исследования. Процесс классификации зависит от характерных признаков отраженного сигнала, т.о., для построения бесконтактной дистанционной системы технической диагностики объектов по вибрационным параметрам возможно использовать методы поляризационной селекции отраженных сигналов. Получение полной поляризационной информации об объектах ДЗ возможно за счет измерения ПМР, что позволяет при последующей обработке отраженных сигналов выделять эффективные признаки объектов вибрации. Измерение полной ПМР обеспечивают поляризационно-модулированные сигналы [2-4].

Вибрирующий объект можно представить в виде совокупности элементарных отражателей:

$$\ddot{E}_r(t) = \sum_i^N h_i \ddot{E}_i(i, j, t),$$

где $\ddot{E}_r(t)$ – сигнал отраженный от объекта ДЗ, h – элементарный отражатель, N – количество отражателей, i, j – параметры поляризации электромагнитной волны (эллиптичность и ориентация в пространстве соответственно).

Если учесть, что каждый отражатель может рассеять ЭМВ формой сигнала $S(t)$ и изменить представление поляризованной ЭМВ то рассеянный сигнал можно представить

в следующем виде:

$$\ddot{E}_r(t) = \sum_i^N h_i \ddot{E}_i(i, j, S(t), t),$$

где $S(t)$ – можно рассматривать, как модулирующий сигнал, который модулирует в отдельности каждый отражатель и основные параметры поляризации суммарной рассеянной ЭМВ.

Колебания элементарных отражателей приводят к различным видам модуляции отраженного сигнала. Преобразование поляризации отраженного сигнала вызывается вторичным излучением наведенных токов. Эти токи определяют все характеристики отраженной ЭМВ, в том числе и ее поляризацию. Поляризационные характеристики отраженного сигнала зависят при этом как от параметров облучающей волны, так и от геометрических размеров объекта ДЗ, диэлектрической и магнитной проницаемостей и проводимости, эффективной площади рассеяния (ЭПР) и направлений распространения облучающей и отраженной волн, а спектральная структура сигнала определяется характеристиками вибрации.

Для формирования признаков вибрирующего объекта необходимо определить параметры поляризации, которые формируются в матрице рассеяния. Аналитическая запись принятого радиолокационного сигнала \ddot{E}_R от цели для случая однопозиционной радиолокации имеет вид [2, 3]:

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_H \\ \dot{E}_V \end{pmatrix}_R = \begin{pmatrix} \dot{S}_{HH} & \dot{S}_{HV} \\ \dot{S}_{VH} & \dot{S}_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{E}_H \\ \dot{E}_V \end{pmatrix}_T,$$

где $\dot{S}_{HH}, \dot{S}_{HV}, \dot{S}_{VH}, \dot{S}_{VV}$ комплексные элементы ПМР, определяющие проекцию ЭМВ в пространстве на ортогональные компоненты.

Отраженный радиолокационный сигнал в двойном комплексном поле имеет следующий вид

$$\ddot{E}_R(t) = [\dot{E}_H(t) + i\dot{E}_V(t)] e^{j\omega t},$$

где $\dot{E}_H(t), \dot{E}_V(t)$ представляют комплексные элементы рассеянной ЭМВ в ортогональной системе координат отвечающие проекциям на горизонтальную и вертикальную составляющие соответственно.

Если учесть, что движение исследуемого объекта или элементарных отражателей, из которых он может состоять, вызывает изменение ориентации и формы ЭМВ в пространстве, то это приводит к изменению параметров поляризации ЭМВ во времени. Что в свою очередь вызывает модуляцию параметров поляризации рассеянной ЭМВ:

$$\ddot{E}(t) = e^{-ij[\varphi_0 + \Delta\varphi S(t)]} e^{i[\theta_0 + \Delta\theta S(t)]} e^{j\omega t},$$

где $S(t)$ – модулирующее колебание, $\Delta\varphi, \Delta\theta$ – девиация угла эллиптичности и угла ориентации, φ_0, θ_0 – параметры поляризации немодулированной гармонической несущей, ω – частота зондирующего сигнала, $e^{j\omega t}$ – несущая зондирующего сигнала.

Одним из путей измерения полной ПМР является применение поляризационно-модулированных сигналов (ПМС).

Исходя из выше сказанного, можно полагать, что изменения поляризационных параметров рассеянного радиолокационного сигнала необходимо рассматривать приемной системой, как полезную информацию, а не фактор шума. Принятый сигнал необходимо детектировать как сигнал поляризационно-модулированный с параметрами модуляции по углу эллиптичности и ориентации.

Параметры сигнала E, φ, θ зависят от времени, таким образом, необходимо рассматривать их мгновенные изменения, а усреднения по времени может привести к ложному восприятию динамики изменения параметров.

Определение угла эллиптичности поляризационного эллипса ЭМВ:

$$\sin 2\varphi(t) = 2E_1(t)E_2(t)\sin(\psi_1(t) - \psi_2(t)),$$

где $E_1(t), E_2(t)$ – амплитуды сигналов в приемном ортогональном Н канале, V канале соответственно, $\psi_1(t), \psi_2(t)$ – фазы сигналов в приемном ортогональном Н канале, V канале соответственно.

Детектирование признаков, характерных объекту, усложняется тем, что изначально в рассеянном сигнале присутствует неизвестный вид поляризационной модуляции. Модуляция может состоять как из модуляции одного параметра, так и из модуляции суммы всех параметров поляризации ЭМВ. Детектирование по заранее заданному виду поляризационной модуляции может привести к неправильному выделению модулирующего сигнала.

Детектирование должно состоять из нескольких этапов в которых необходимо сначала определить вид модуляции, а затем выполнить детектирование соответствующим видом поляризационно-модулированного сигнала. Необходимо учесть, что детектированный сигнал может быть дополнительно модулирован по известным видам модуляции (ЧМ, ФМ, ЛЧМ и т.д.). Таким образом возникает сложный вид модуляции, который можно представить, как модуляция поляризации ЭМВ и внутри этой модуляции – модуляция известными законами.

Выводы. Необходимо рассматривать любой вибрирующий объект как природный модулятор, который модулирует поляризационный сигнал не только за счет собственных электрических и физических свойств, а и за счет вибрации и движения.

Методы вибродиагностики оказываются эффективными для обнаружения дисбаланса, дефектов вибрирующих деталей. Построение такой аппаратуры позволяет выполнить бесконтактную предстартовую диагностику АТ, что может обеспечить повышение безопасности полетов, уменьшение простоя летного парка на этапе диагностики. Включение системы вибродиагностики в единую систему технической диагностики ЛА, может позволить оценивать состояние АТ и его элементов, полностью автоматизировать процесс диагностирования.

Литература

1. Чигрин В.С., Симбирский Д.Ф, Белогуб А.В. Виброакустика авиационных двигателей: учеб. пособ. – Харьков: ХАИ, 2000. – 118 с.
2. Колесник Р.В., Попов А.В. Оптимизация глубины модуляции угла эллиптичности поляризационно-модулированного сигнала радиолокационной системы дистанционного зондирования // Технология приборостроения: Сб. науч. тр. – Харьков: 2001. – Вып. № 1-2. – с. 71-75.
3. Колесник Р.В. Радиолокационные сигналы для измерения параметров поляризационной матрицы рассеяния // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. тр. – Харьков: ХАИ, 2002. – Вып. 15. – с. - 114-119.
4. . Гусев К.Г. Поляризационная модуляция. – М.: Сов. радио, 1974. – 288 с.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СУПЕРПОЗИЦИИ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ, ИНВАРИАНТНЫЙ К ИСКАЖАЮЩИМ ИМПУЛЬСАМ

Антропов О. С., Борулько В.Ф., Вовк С. М., Дробахин О.О.
Днепропетровский национальный университет
49050, Днепропетровск, ул. Научная, 13, тел. (056)123-45-67,
E-mail: osantropov@gmail.com, drobakhino@mail.ru

Parameter determination problem of harmonic signal, represented by superposition of sum of sinusoids, based on the results of measurements in presence of additive noise and distorting pulses is presented. Considered case applies to the problem of remote objects parameters determination in radiolocation. A priori information about the number, form, energy, duration and locations of distortions is absent, and useful signal can be described by known mathematical model with unknown parameters. Problem is solved under assumption distorting pulses are finite and the number of sinusoids in superposition is known. We propose to apply the method of minimum of duration exploiting functional of “quasiduration” of approximation error for solution of the considered problem. The results of numerical simulations in presence of additive noise are presented and discussed.

Вступление. Для многих радиофизических приложений актуальной является проблема выделения и/или восстановления полезного сигнала с заданными свойствами из регистрируемого сигнала. Это обусловлено тем, что полезный сигнал в силу различных причин может быть искажен аддитивным гауссовским шумом и аддитивными импульсами (помехами) и, в частном случае, обладать пропусками. Так, при решении задачи слежения за движущимися целями в условиях интенсивных помех необходимо установить такие параметры как расстояния и углы для каждой цели по измеренной искаженной суперпозиции сигналов от каждого объекта. Решение этой проблемы осуществляется стандартными средствами, если есть априорная информация о параметрах искажающих импульсов [1]. В данной работе рассматривается более сложный случай, когда информация о числе, форме, длительности и времени появления искажающих импульсов отсутствует, а искомый сигнал описывается известной математической моделью с неизвестными параметрами. В качестве полезного сигнала рассматривается суперпозиция известного числа синусоид, так как такой сигнал часто встречается в прикладных задачах радиолокации [2] при приеме сигнала антенной решеткой в фиксированный момент времени, источником «импульсной» помехи может выступать сбой в приеме сигнала тем или иным элементом антенной решетки.

Традиционный метод наименьших квадратов в указанной постановке задачи приводит к большой погрешности в определении параметров искомого сигнала, даже если энергия искажающих импульсов невелика. Так, применение стандартных спектральных методов, основанных на преобразовании Фурье, может привести к неверным результатам вследствие существенного влияния спектра импульсов на спектр истинного сигнала. Для решения этой проблемы можно использовать технику «вырезания» участков полезного сигнала, искаженного импульсами, но в указанной постановке времена появления импульсов и время задержки полезного сигнала априорно неизвестны, и, следовательно, «вырезание» даст случайный результат. Для решения поставленной задачи целесообразно использовать подход, основанный на методе минимума длительности (ММД) [3], и построить метод, инвариантный к временному расположению и длительностям искажающих импульсов.

Постановка и решение задачи. В данной работе рассматривается аддитивная модель суперпозиции суммы заданного числа синусоид и импульсов, в предположении строгой финитности искажающих импульсов и ограниченного числа таких импульсов. Постановка задачи уточняется следующим образом. Наблюдаемый сигнал рассматривается как аддитивная смесь $g(t)$ искомого сигнала $f(t)$ в форме суммы заданного числа синусоид и конечного числа неизвестных финитных импульсов. Эта аддитивная смесь задана на отрезке времени $[-T/2, T/2]$. Математическая модель искомого сигнала имеет вид:

$$f(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\theta_i t + \varphi_i); \quad |t| \leq T/2, \quad (1)$$

где A_i, θ_i, φ_i – неслучайные параметры, причем $0 < A_i < \infty, 0 \leq \varphi_i < 2\pi, 0 < \theta_i < \infty, N < \infty$ – число синусоид, $A_i = A_0 / r_i$, r соответствует расстоянию до объекта, θ_i определяет азимут i -го объекта. Финитный импульс представим в виде:

$$p_j(t) = \begin{cases} p_j(t); & t \in T_j; \\ 0; & t \notin T_j; \end{cases} \quad T_j \subset [-T/2, T/2]; \quad |t| \leq T/2, \quad (2)$$

где $p_j(t)$ – финитная функция, которая описывает j -й импульс на отрезке времени T_j в предположении, что импульсы не перекрываются и их суммарная длительность меньше длины интервала наблюдения. Полагая, что вид и число функций $p_j(t)$ априорно неизвестны, с учетом (1) и (2) получаем следующую модель наблюдаемого сигнала:

$$g(t) = \sum_{i=1}^N A_{\omega i} \sin(\theta_{\omega i} t + \varphi_{\omega i}) + \sum_{j=1}^M p_j(t); \quad |t| \leq T/2, \quad (3)$$

где $g(t)$ – наблюдаемый сигнал; $A_{\omega i}, \theta_{\omega i}, \varphi_{\omega i}$, – неизвестные "истинные" значения, которые нужно определить; M – количество априорно неизвестных финитных импульсов $p_j(t)$.

Традиционное решение задачи (3) при использовании метода наименьших квадратов, заключается в минимизации функционала квадрата невязки между регистрируемым сигналом $g(t)$ и моделью искомого сигнала $f(t)$ по параметрам $A, \varphi, \omega, \gamma, \tau$, т.е. необходимо решить задачу вида:

$$J_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \left| g(t) - \sum_{i=1}^N A_i \sin(\theta_i t + \varphi_i) \right|^2 dt \rightarrow \min\{A_i, \theta_i, \varphi_i\}, \quad (4)$$

Согласно [4], существует целый ряд классов примеров с аддитивными импульсами, для которых метод наименьших квадратов даёт неверные результаты для задачи определения параметров одной незатухающей синусоиды. Для рассматриваемого случая это также справедливо, так как наличие задержки и затухания синусоиды приводит к дополнительным сложностям за счёт расширения спектральной линии, соответствующей синусоидальной составляющей, и к усилению искажающего влияния импульсов на спектр полезного сигнала.

Естественным подходом к решению поставленной задачи является вырезание тех участков полезного сигнала, которые искажены импульсами, причём такое вырезание необходимо выполнять автоматически, без применения интерактивной обработки. Такой метод можно построить на основе метода минимума длительности [3]. В рамках этого подхода построим функционал длительности разностного сигнала в виде:

$$D = \int_{-T/2}^{T/2} \chi \left[g(t) - \sum_{i=1}^N A_i \sin(\theta_i t + \varphi_i) \right] dt; \quad \chi[s(t)] = \begin{cases} 1, & |s(t)| \neq 0 \\ 0, & s(t) = 0 \end{cases}, \quad (5)$$

где $\chi[s(t)]$ – индикаторная функция, которая «разделяет» нулевые и ненулевые значения разностного сигнала $s(t)$. Таким образом, согласно (5), функционал D является мерой множества ненулевых значений разностного сигнала, при этом $0 \leq D \leq T$. Критерий решения задачи (3) сформулируем так: "Истинные значения параметров доставляют минимум функционалу длины разностного сигнала", или:

$$D \rightarrow \min\{A_i, \theta_i, \varphi_i\}, \quad (6)$$

Отметим, что справедливость критерия следует из факта существования интервала времени ненулевой длины, на котором импульсы отсутствуют, так как по условию задачи

импульсы не могут занимать весь отрезок времени $[-T/2, T/2]$. Анализ свойств функционала (5) указывает на его инвариантность к взаимному расположению импульсов, причём присутствие указанных импульсов изменяет глубину, но не положение минимума функционала. Если некоторый импульс ненулевой длительности порождает отрезок, соответствующий модели искомого сигнала, то это сказывается появлением нового минимума функционала, соответствующего параметрам этого отрезка. Для практических вычислений в силу неприменимости функционала (5) можно использовать приближение:

$$D_{\alpha, \beta} = \int_{-T/2}^{T/2} \left\{ \left[\left| g(t) - \sum_{i=1}^N A_i \sin(\theta_i t + \varphi_i) \right|^2 + \alpha^2 \right]^\beta - \alpha^{2\beta} \right\} dt, \quad (7)$$

минимизация которого производится по неизвестным параметрам A_i, θ_i, φ_i для выбранных значений вспомогательных параметров $0 < \alpha < \infty, 0 < \beta < 0.5$, причём в соответствии с идеей метода минимума длительности [3], значения параметров α, β должны выбирать-ся как можно ближе к нулю.

Численное моделирование. Для демонстрации возможностей предлагаемого подхода было выполнено численное моделирование задачи определения неизвестных значений параметра A_i для случая суммы 10-ти синусоид (табл. 1, рис. 1). Поиск решения проводился в пространстве параметров сигнала на заданной сетке значений амплитуд и частот, начальная фаза принята равной нулю. Решение задачи проводилось в пространстве параметров сигнала методом прямого пассивного поиска на заданной сетке значений. Была сформирована соответствующая дискретная последовательность значений длиной $N=101$ отсчёт (рис. 1,а). Шаги по сетке значений параметров составляли $\Delta A=0,01, \Delta \nu \Delta t=0,005$; значения вспомогательных параметров α, β функционала $D_{\alpha, \beta}$ составляли $\alpha=0.17, \beta=1/16$; соотношение сигнал/шум на участках, где импульсы отсутствуют, составляло +15 дБ. Результаты данного моделирования (см. табл. 1) показали возможность восстановления сигнала с высокой точностью (рис. 1,б) в случае, если истинные значения искомым параметров попадали на узлы сетки. Так, применение метода наименьших квадратов (МНК) дало среднеквадратическое отклонение (СКВО) более 30,1 %, тогда как для ММД СКВО не превышало 0,8%, т.е. наблюдалось визуальное совпадение истинного и восстановленного сигналов. Схожие результаты дало моделирование задачи определения неизвестных значений параметров A_i, θ_i, φ_i , шаги по сетке значений параметров составляли $\Delta A=0.01, \Delta \varphi=2\pi/100$ рад., $\Delta \nu \Delta t=0,005$; ввиду нелинейности задачи детальный анализ тут затруднён, но СКВО решения по ММД для этого случая также не превышало 1%, тогда как МНК давал существенную погрешность.

Дополнительные исследования показали, что работоспособность подхода обеспечивается даже в условиях непопадания истинных значений параметров на узлы сетки, суммарная длительность искажающих импульсов может превышать половину интервала наблюдения, а отношение (синусоидальный сигнал)/(аддитивный шум) достаточно велико, в частности, для указанного примера больше +10 дБ.

Таблица 1

Результаты определения параметров

Метод	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8	A_9	A_{10}	СКВО, %
Истинные	0,5	1	0,25	0,5	0	0	0	0	0,25	0	-
МНК	0,29	0,56	0,46	-0,31	0,17	-0,19	0,16	0,38	-0,03	0	30,1
ММД	0,46	0,93	0,19	-0,02	-0,01	-0,06	-0,06	0,46	0,02	0,04	0,8

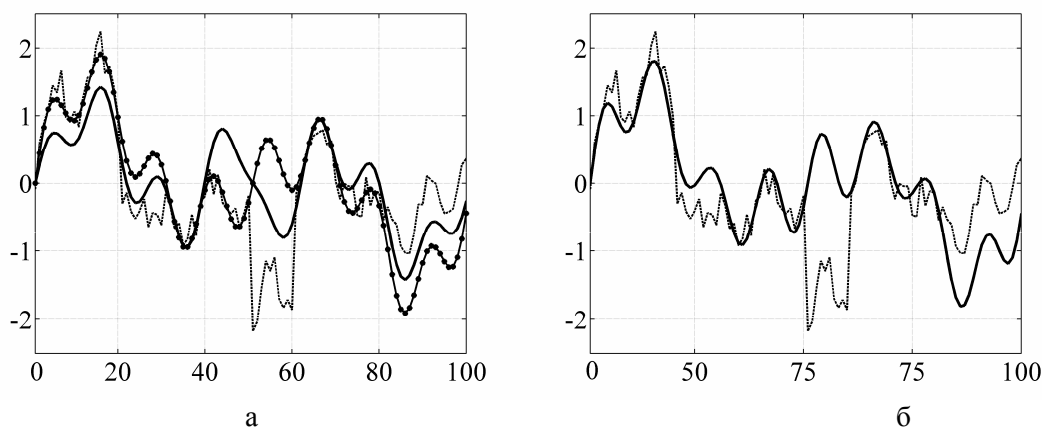


Рис. 1. Обработка суперпозиции синусоид, искаженной импульсами
 (— — исходный сигнал, — — выделенный сигнал, —●— — истинный сигнал):
 а — метод наименьших квадратов, б — метод минимума длительности

Выводы. Показано, что при решении задачи определения параметров суперпозиции гармонических сигналов при наличии существенных искажающих импульсов целесообразно использовать метод минимума длительности, обеспечивающий инвариантность получаемого решения к энергии и числу таких искажений. Результаты численного моделирования показывают работоспособность и эффективность предложенного подхода по сравнению со стандартным методом наименьших квадратов.

Литература

1. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. —М: Мир, 1990. — 584 с.
2. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Наука, 1986.
3. С. М. Вовк, В.Ф. Борулько, Метод минимума длительности для восстановления финитных сигналов / Известия вузов. Радиоэлектроника. 1991.Т.34. № 9. С.66-69.
4. Vovk S.M., V.F. Borulko, O.S. Antropov, Separation of the sum of sinusoid and impulses / Proc. International Conference Ultrawideband and Ultrashort Impulses and Signals, 2006, P. 157-159.

Секция № 2
ГЛОБАЛЬНЫЕ, ЛОКАЛЬНЫЕ И ИНТЕГРИРОВАННЫЕ
СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ
И ТОЧНОГО МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ

АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ РАЗВИТИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ И АТТЕСТАЦИИ В ПРЕЦИЗИОННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСАХ

Хомяков Э.Н.¹, Наумова Е.Э.², Хомякова Н.Э.¹

¹Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»

²Украинская государственная академия железнодорожного транспорта

61070, Харьков, ул. Чкалова 17, кафедра 501, тел. 707-43-51; E-mail: k501@xai.edu.ua

Some actual tasks of the statistical identification and attestation concerning to high precision radio electronic networks are considered. These tasks for real time navigation, for networks of local and regional reference control stations are discussed in brief.

Введение. В настоящее время имеет место значительный прогресс в области разработки, создания и эксплуатации прецизионных радиоэлектронных комплексов. В качестве примеров следует отметить комплексы контроля околоземного космического пространства, комплексы международной геодинимической службы. Современные глобальные навигационные спутниковые системы также можно отнести к классу прецизионных радиоэлектронных комплексов. В рамках этих систем быстро развиваются функциональные дополнения космического и наземного базирования. В частности, совершенствуются наземные комплексы управления навигационными космическими аппаратами, развиваются радиоэлектронные комплексы локальных, региональных и широкозонных контрольных станций.

Одним из основных критериев качества функционирования радиоэлектронных комплексов является точность. Задачу оценки точности функционирования радиоэлектронного комплекса можно назвать задачей его статистической аттестации.

Наибольшее значение данная задача имеет при управлении подвижными объектами в реальном масштабе времени. В частности, проблема оценки точности контроля траектории остро стоит в радиоэлектронных комплексах управления снижением и посадкой летательных аппаратов, в комплексах управления сближением и стыковкой космических аппаратов, в комплексах навигации морских и речных судов. Не менее остро данная проблема стоит в комплексах радиогеодезии, синхронизации пространственно разнесенных эталонов времени и частоты.

Точность функционирования радиоэлектронных комплексов в значительной степени определяется уровнем случайных возмущений, действующих на контролируемый и управляемый объект, а также уровнем погрешностей наблюдений. Задачу оценки статистических характеристик возмущений и погрешностей измерений можно назвать задачей статистической идентификации данных процессов.

Измерение погрешностей оценок параметров сигналов должно проводиться, прежде всего, на уровне радиосистем [1]. Следует отметить, что задача статистической аттестации измерительных радиосистем в настоящее время решается не в полной мере. Практически измерения сопровождаются только оценками отношения сигнал-шум в условных единицах. В этих условиях анализ качества измерительной информации проводится средствами предварительной статистической обработки данных [2, 3]. Такая обработка позволяет выявить и исключить аномальные измерения, провести коррекцию данных, ослабить влияние случайных погрешностей.

Проблеме анализа качества функционирования радиоэлектронных комплексов, в частности, глобальных навигационных спутниковых систем, их отдельных сегментов посвящено много исследований. Тем не менее, представляет интерес в постановочном плане рассмотреть данную проблему, опираясь на математическую модель динамики управляемого объекта, модель наблюдаемых функций, а также алгоритм обработки информации при контроле и управлении вектором состояния подвижного объекта.

Особый интерес представляют информационные технологии оценки систематических погрешностей на локальных контрольных станциях, в комплексах региональных

контрольных станций, поскольку именно эти погрешности не позволяют реализовать потенциальные характеристики глобальных навигационных спутниковых систем.

Ниже кратко рассматриваются некоторые частные задачи статистической идентификации и аттестации в комплексах контроля и управления динамическими объектами, в комплексах локальных и региональных контрольных станций глобальных навигационных спутниковых систем.

1. Задачи статистической идентификации и аттестации в радиоэлектронных комплексах контроля и управления вектором состояния подвижного объекта. Динамика вектора состояния подвижного объекта в окрестности программной траектории описывается обычно стохастическим линейризованным разностным уравнением [4]

$$\delta \vec{\lambda}_k = \underline{\Phi}_{k,k-1} \cdot \delta \vec{\lambda}_{k-1} + \underline{B}_{k,k-1} \cdot \delta \vec{U}_{k-1} + \vec{\eta}_k,$$

где $\delta \vec{\lambda}_k$ – отклонение вектора состояния объекта от программной динамики, $\underline{\Phi}_{k,k-1}$, $\underline{B}_{k,k-1}$ – переходные матрицы по состоянию и по управлению, соответственно, $\delta \vec{U}_{k-1}$ – вектор корректирующего управления, $\vec{\eta}_k$ – вектор случайных возмущений, $k = 1, 2, \dots, M$. Начальные условия обычно задаются вектором $\delta \vec{v}_0 = \langle \delta \vec{\lambda}_0 \rangle$ и дисперсионно-ковариационной матрицей $\underline{M}_0 = \langle \delta \vec{\lambda}_0 \cdot \delta \vec{\lambda}_0^T \rangle$, $\delta \vec{\lambda}_0 = \delta \vec{\lambda}_0 - \delta \vec{v}_0$. Последовательность $\vec{\eta}_k$ в большинстве приложений является гауссовской с характеристиками

$\vec{m}_k = \langle \vec{\eta}_k \rangle = \vec{0}$, $\underline{Q}_k = \langle \vec{\eta}_k \cdot \vec{\eta}_k^T \rangle$, $\langle \vec{\eta}_k \cdot \vec{\eta}_l^T \rangle = \underline{0}$, $k \neq l$.

Задача статистической идентификации возмущений сводится к оценке статистических характеристик последовательности $\vec{\eta}_k$ и вектора $\delta \vec{\lambda}_0$. Данная задача должна решаться автономными измерительными и вычислительными средствами подвижного объекта с последующей передачей этой информации радиоэлектронным системам комплекса по каналам телеметрии. Решение задачи статистической идентификации существенно упрощается, если последовательность $\vec{\eta}_k$ на рассматриваемом интервале времени является стационарной.

Уравнение наблюдения существенно зависит от измеряемых функций и содержит погрешности наблюдения.

Применительно к радиоэлектронному комплексу контроля и управления вектором состояния $\vec{\lambda}_{skj}$ навигационного космического аппарата имеем

$$\vec{u}_{kj} = \vec{R}_{kj}(\vec{\lambda}_{skj}, \vec{Q}) + \vec{n}_{kj}, \quad k = 0, 1, \dots, M,$$

где \vec{u}_{kj} – вектор наблюдаемых функций, $\vec{R}_{kj}(\vec{\lambda}_{skj}, \vec{Q})$ – вектор измеряемых функций, зависящий от вектора состояния навигационного космического аппарата и блочного вектора координат антенн радиоэлектронных систем комплекса, \vec{n}_{kj} – вектор случайных погрешностей наблюдения, полагаемый часто гауссовской последовательностью с характеристиками $\delta \vec{n}_{kj} = \langle \vec{n}_{kj} \rangle$, $\underline{N}_{kj} = \langle \vec{n}_{kj} \cdot \vec{n}_{kj}^T \rangle$, $\langle \vec{n}_{kj} \cdot \vec{n}_{lj}^T \rangle = \underline{0}$, если $k \neq l$, $\vec{n}_{kj} = \vec{n}_{kj} - \delta \vec{n}_{kj}$, j – номер навигационного космического аппарата.

Применительно к аппаратуре потребителей уравнение наблюдения имеет вид

$$\vec{u}_{k\alpha} = \vec{R}_{k\alpha}(\vec{\lambda}_{k\alpha}, \vec{\lambda}_{sk}) + \vec{n}_{k\alpha},$$

где $\vec{\lambda}_{k\alpha}$ – вектор состояния потребителя с номером α , $\vec{\lambda}_{sk}$ – блочный вектор состояния навигационных космических аппаратов рабочего созвездия, $\vec{n}_{k\alpha}$ – вектор полных погрешностей наблюдения с характеристиками $\delta \vec{n}_{k\alpha} = \langle \vec{n}_{k\alpha} \rangle$, $\underline{N}_{k\alpha} = \left\langle \overset{\circ}{\vec{n}}_{k\alpha} \cdot \overset{\circ}{\vec{n}}_{k\alpha}^T \right\rangle$, $\overset{\circ}{\vec{n}}_{k\alpha} = \vec{n}_{k\alpha} - \delta \vec{n}_{k\alpha}$. Случайные погрешности $\overset{\circ}{\vec{n}}_{k\alpha}$ обычно имеют коррелированную во времени компоненту, так что интерес представляет матрица $\underline{N}_{kl\alpha} = \left\langle \overset{\circ}{\vec{n}}_{k\alpha} \cdot \overset{\circ}{\vec{n}}_{l\alpha}^T \right\rangle$.

В интегрированных радиоэлектронных комплексах на основе расширенных спутниковых радионавигационных систем уравнение наблюдения имеет вид

$$\vec{u}_{k\alpha} = \vec{R}_{k\alpha}(\vec{\lambda}_{k\alpha}, \vec{\lambda}_{sk}, \vec{Q}_{ps}) + \vec{n}_{k\alpha},$$

где \vec{Q}_{ps} – вектор координат псевдоспутников.

Задача статистической идентификации погрешностей наблюдения сводится к оценке статистических характеристик последовательностей $\vec{n}_{kj}, \vec{n}_{k\alpha}$.

Оценка уровня систематических погрешностей представляет особую сложность. Она упрощается лишь при обработке наблюдений на контрольной станции, эталонный вектор состояния которой $\vec{\lambda}_{k\alpha}$ полагается известным с высокой точностью. При этом на контрольной станции фактически наблюдаются полные погрешности

$$\vec{n}_{kj} = \vec{u}_{kj} - \vec{R}_{kj}(\vec{\lambda}_{k\alpha}, \vec{\lambda}_{skj}), \quad j = 1, 2, \dots, N,$$

N – число навигационных космических аппаратов в зоне видимости контрольной станции.

Задача статистической аттестации сводится к расчету дисперсионно-ковариационной матрицы

$$\underline{\Sigma}_k = \left[\underline{C}_k^T \cdot \underline{N}_k^{-1} \cdot \underline{C}_k \right]^{-1}, \quad \underline{C}_k = \frac{\partial \vec{R}_k}{\partial \vec{\lambda}_k},$$

если используется метод максимального правдоподобия, а также матриц

$$\underline{\tilde{\Sigma}}_k = \left[\underline{\tilde{\Sigma}}_k^{*-1} + \underline{C}_k^T \cdot \underline{N}_k^{-1} \cdot \underline{C}_k \right]^{-1}, \quad \underline{\tilde{\Sigma}}_k^* = \underline{\Phi}_{k,k-1} \cdot \underline{\tilde{\Sigma}}_{k-1} \cdot \underline{\Phi}_{k,k-1}^T + \underline{\Theta}_{\eta k}, \quad \underline{\tilde{\Sigma}}_0 = \underline{M}_0,$$

если используется метод фильтра Калмана.

При управлении в окрестности программной траектории находится калмановская оценка отклонения фактической траектории от программной траектории

$$\delta \vec{\tilde{\lambda}}_k = \delta \vec{\tilde{\lambda}}_k^* + \underline{\tilde{\Sigma}}_k \cdot \underline{C}_k^T \cdot \underline{N}_k^{-1} \cdot \left[\vec{u}_k - \vec{R}_k(\vec{\tilde{\lambda}}_k^*, \vec{Q}) - \delta \vec{\tilde{n}}_k \right],$$

$$\delta \vec{\tilde{\lambda}}_k^* = \left(\underline{\Phi}_{k,k-1} - \underline{B}_{k,k-1} \cdot \underline{G}_{k-1} \right) \cdot \delta \vec{\tilde{\lambda}}_{k-1}, \quad k = 1, 2, \dots, M; \quad \delta \vec{\tilde{\lambda}}_0 = \delta \vec{v}_0.$$

В выражении для калмановской оценки отклонения от программной траектории оценка систематической погрешности $\delta \vec{\tilde{n}}_k$ используется для компенсации этой погрешности в исходных данных \vec{u}_k . Эта оценка обычно получается на локальной контрольной станции или в комплексе региональных контрольных станций.

В выражении для прогнозируемой оценки $\delta \overset{*}{\lambda}_k$ матрица \underline{G}_{k-1} является матрицей усиления системы оптимального корректирующего управления. Важным при этом представляется вычисление минимального значения среднеквадратичного критерия оптимальности как основного показателя качества системы контроля и управления в целом.

2. Информационная технология статистической идентификации погрешностей измерения кодовых псевдодальностей на контрольных станциях с использованием фильтрации составных последовательностей. Основная идея данной технологии заключается в использовании математической модели наблюдаемых полных погрешностей измерения кодовых псевдодальностей в виде

$$u_k = \mu_k + \overset{\circ}{\lambda}_k + v_k, \quad k = 1, 2, \dots, M,$$

где μ_k – полином Тейлора невысокой степени p , $\overset{\circ}{\lambda}_k$ – гауссовская коррелированная во времени последовательность авторегрессии невысокого порядка m , v_k – гауссовская некоррелированная во времени последовательность с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_v^2 .

В приведенной модели

$$\mu_k = \sum_{i=0}^p c_i \cdot \frac{(t_k - t_M)^i}{i!}, \quad \overset{\circ}{\lambda}_k = \sum_{j=1}^m \gamma_j \cdot \overset{\circ}{\lambda}_{k-j} + \varepsilon_k,$$

причем, ε_k – дискретный белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_ε^2 .

Полезной компонентой для формирования корректирующей информации является отрезок ряда Тейлора. Авторегрессионная компонента отражает, главным образом, наличие многолучевого приема сигналов. Последовательность v_k представляет собственные случайные погрешности измерения кодовой псевдодальности на контрольной станции.

Задача заключается в оценке полиномиальной компоненты с предельно высокой точностью. Для ее решения предлагается следующая технология.

На выборке данных конечного объема M методом наименьших квадратов оцениваются коэффициенты ряда Тейлора в последний момент времени. Далее оценивается полином $\hat{\mu}_k$ в целом и формируется невязка $\Delta u_k = u_k - \hat{\mu}_k$ и оценивается ее дисперсия σ_Σ^2 . По данной невязке оцениваются параметры авторегрессии γ_j , $j = 1, 2, \dots, m$ и дисперсии $\sigma_\varepsilon^2, \sigma_\lambda^2, \sigma_v^2$.

Полученные оценки позволяют отфильтровать авторегрессионную компоненту $\overset{\circ}{\lambda}_k$ либо по полной выборке, либо методом фильтра Калмана. Теперь формируется невязка вида $\Delta u_{lk} = u_k - \overset{\circ}{\lambda}_k$, по которой уточняется полиномиальная компонента.

Итерационная технология взаимного уточнения компонент $\mu_k, \overset{\circ}{\lambda}_k$ позволяет существенно повысить точность, главным образом, оценок коэффициентов ряда Тейлора, которые можно использовать для передачи потребителям вместе с мерой их точности.

Применение данной технологии оказалось полезным и в ряде задач технико-экономического характера [5].

3. Информационная технология статистической идентификации пространственно-временного поля погрешностей измерения кодовых псевдодальностей в радиоэлектронных комплексах региональных контрольных станций. сновная идея данной технологии опирается на гипотезу аппроксимации пространственного поля систематических погрешностей измерения кодовых псевдодальностей в виде отрезка про-

пространственного ряда Тейлора в окрестности координат главной контрольной станции комплекса.

Для сравнительно небольших по площади регионов (200*200 кв. км) и навигационных космических аппаратов с углами возвышения над горизонтом не ниже 15 градусов оказалось возможным использовать линейный отрезок ряда Тейлора

$$\delta \tilde{D}_{kj}(x, y, z) = \delta \tilde{D}_{kj0} + a_{kj} \cdot (x - x_0) + b_{kj} \cdot (y - y_0) + c_{kj} \cdot (z - z_0),$$

где $\delta \tilde{D}_{kj0}$ – погрешность оценки кодовой псевдодальности, измеренная на главной контрольной станции с гринвичскими координатами x_0, y_0, z_0 , x, y, z – приближенные гринвичские координаты мобильного приемника.

Для оценки коэффициентов a_{kj}, b_{kj}, c_{kj} необходимо иметь четыре региональные контрольные станции.

На большей территории и для космических аппаратов с низкими углами возвышения над горизонтом в работе [6] предложено использовать квадратичную аппроксимацию поля погрешностей

$$\begin{aligned} \delta \tilde{D}_{kj}(x, y, z) = & \delta \tilde{D}_{kj0} + a_{kj} \cdot (x - x_0) + b_{kj} \cdot (y - y_0) + c_{kj} \cdot (z - z_0) + d_{kj} \cdot (x - x_0)^2 + \\ & + e_{kj} \cdot (y - y_0)^2 + f_{kj} \cdot (z - z_0)^2 + m_{kj} \cdot (x - x_0) \cdot (y - y_0) + n_{kj} \cdot (x - x_0) \cdot (z - z_0) + \\ & + p_{kj} \cdot (y - y_0) \cdot (z - z_0). \end{aligned}$$

Для оценки девяти коэффициентов ряда Тейлора теперь требуется десять региональных контрольных станций. В целях ослабления флуктуационных погрешностей оценок параметров аппроксимации поля погрешностей можно использовать обработку типа скользящего среднего на интервале постоянства данных параметров. При отсутствии режима селективного доступа такую обработку можно осуществлять на интервалах времени длительностью одна - две минуты с дискретностью в одну секунду.

Для оценки параметров пространственного поля погрешностей измерений кодовых псевдодальностей в центре обработки используются разности по контрольным станциям измеренных погрешностей, а именно

$$\Delta \delta \tilde{D}_{kj0,\alpha} = \delta \tilde{D}_{kj\alpha} - \delta \tilde{D}_{kj0},$$

где α – номер региональной контрольной станции.

Для сравнительно небольших по площади регионов предложено использовать пространственно-временную аппроксимацию погрешности измерения псевдодальности на контрольной станции с номером α в виде

$$\delta \tilde{D}_{kj\alpha} = c_{0jM} + c_{1jM} \cdot (t_k - t_M) + \frac{1}{2} c_{2jM} \cdot (t_k - t_M)^2 + a_j \cdot (x_\alpha - x_0) + b_j \cdot (y_\alpha - y_0) + c_j \cdot (z_\alpha - z_0)$$

При этом оцениваются шесть коэффициентов по измерениям на шести контрольных станциях без нахождения разностей по контрольным станциям.

Точность формирования корректирующей информации существенно зависит от геометрии контрольных станций, от точности оценок параметров пространственно-временного ряда Тейлора, а также от позиции приемника (от координат виртуальной контрольной станции).

Аналогичные модели и технологии можно использовать для оценки параметров ориентации пространственных полей систематических погрешностей для разностей по навигационным космическим аппаратам кодовых псевдодальностей.

Задача статистической идентификации и аттестации систематических погрешностей измерений кодовых псевдодальностей, разностей кодовых псевдодальностей по на-

вигационным космическим аппаратам сводится к оценке этих погрешностей для виртуальной контрольной станции с анализом их точности.

Краткие выводы и рекомендации

1. Задачи статистической идентификации погрешностей наблюдения в прецизионных радиоэлектронных комплексах решаются средствами предварительной статистической обработки измерительной информации. Технологии решения данных задач требуют развития с привлечением результатов статистической аттестации измерительных радиосистем на основе анализа параметров электромагнитной и динамической обстановки, а также на основе учета характеристик следящих систем.

2. Задачи статистической аттестации в прецизионных радиоэлектронных комплексах ограничиваются оценками показателей точности функционирования. Технологии решения данных задач требуют развития. Оценки точности функционирования комплекса сами должны сопровождаться оценками их достоверности. Особого внимания требуют информационные технологии статистической аттестации радиоэлектронных комплексов региональных контрольных станций, радиоэлектронных комплексов контроля и управления аэрокосмическими летательными аппаратами.

Литература

1. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с., ил.
2. Estey, L.H. & C.M. Meertens. (1999). TEQC: The multi-purpose toolkit for GPS/GLONASS data, *GPS Solutions*, 3(1), 42-49.
3. Жалило А.А., Шелковенков Д.А. OCTAVA: Многофункциональный программный инструментарий обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений // Сборник материалов XIV Международной конференции по интегрированным навигационным системам, 28 – 30 мая 2007г., Санкт-Петербург. – С. 319 – 321.
4. Хомяков Э.Н., Шаповалов С.Г., Наумова Е.Э. Оптимальное управление снижением и посадкой летательного аппарата с использованием средств расширенной спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС // 3б. наук. пр. – Х.: ХВУ. – 2002. – Вип.1(39). – С. 100 – 106.
5. Хомякова Н.Э. Статистическая идентификация, фильтрация и экстраполяция результатов финансовой деятельности предприятия // Авіаційно – космічна техніка та технологія. – Х.: Держ. аерокосм. ун-т «ХАІ», 1999. – Вип.14. – С. 55 – 58.
6. Наумова Е.Э. Расширенная региональная дифференциальная коррекция псевдодальностей в глобальных навигационных спутниковых системах // 3б. наук. пр. – Х.: ХВУ. – 2001. – Вип.3(33). – С. 100 – 104.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГРАВИТАЦИОННОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ

Макаров А. Л., Матвиенко С.А., Мелешко А. В.

Государственное предприятие «Конструкторское бюро «Южное» имени М.К. Янгеля»
49008, Днепропетровск, ул. Криворожская, 3, тел (056)7925153,

E-mail matvienko_2005@ukr.net

In this work described analysis of possibility of measurements of Earth's gravitational field parameters with the use of effect of gravitational shift of electromagnetic radiation frequency.

Введение. В настоящее время активно развиваются и широко используются во всех сферах жизнедеятельности человечества глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС). В дополнение к уже существующим ГНСС ГЛОНАСС и GPS создаётся европейская ГНСС Galileo, в создании и эксплуатации которой предполагает активно участвовать и Украина, что и нашло своё отражение в III национальной космической программе Украины.

Одним из наиболее интересных направлений развития ГНСС является изучение радиофизических эффектов, которые сопровождают распространение электромагнитных сигналов ГНСС. Учёт этих эффектов при измерениях позволит не только улучшить точность местоопределения, но и получить дополнительную геофизическую информацию [1].

Сущность. В соответствии с [2] основными радиофизическими эффектами являются:

- изменение времени распространения сигнала в тропосфере и ионосфере;
- изменение амплитуды сигнала вследствие эффектов поглощения и рассеяния на тропосферных и ионосферных неоднородностях;
- изменение поляризации сигнала при его ионосферном распространении;
- доплеровский сдвиг частоты;
- гравитационный сдвиг частоты;
- эффекты многолучёвости.

Наиболее весомыми в части влияния на амплитуду и фазу сигнала являются тропосферные и ионосферные эффекты, а в части влияния на частоту - доплеровский и гравитационный сдвиг частоты сигнала ГНСС. Суммарный сдвиг частоты может быть определён с помощью следующего соотношения:

$$\Delta f_{\Sigma} = \Delta f_{\text{д}} + \Delta f_{\text{г}}$$

где Δf_{Σ} – суммарный сдвиг частоты; $\Delta f_{\text{д}}$ – доплеровский сдвиг частоты; $\Delta f_{\text{г}}$ – гравитационный сдвиг частоты.

Если ионосферные, тропосферные влияния, а также доплеровский сдвиг частоты достаточно хорошо изучены и учитываются в настоящее время при эксплуатации ГНСС [2], то гравитационное смещение частоты сигнала усреднённо компенсируется путём ввода систематического сдвига в фундаментальную частоту спутниковых часов [3], а именно, вместо частоты 10,23 МГц используется частота 10,22999999545 МГц, что позволяет принимать на Земле номинальную частоту.

Необходимо отметить, что разработка достаточно точных методов решения обратной задачи, то есть определения значения силы тяжести в некоторой точке по гравитационному сдвигу частоты сигнала ГНСС, позволит решить, с помощью ГНСС, две основные задачи геодезии:

- определение размера и формы Земли;
- определение значения силы тяжести на геоиде.

Известно [1], что гравитационное смещение частоты сигнала определяется следующим соотношением:

$$\frac{f_0 - f_1}{f_0} = \frac{u_0 - u_1}{c^2} \quad (1)$$

где f – частота; u – гравитационный потенциал; c – скорость света.

Согласно [4]:

$$u = \frac{a_{00}}{R}$$

где

$$a_{00} = \gamma M = 3,98 \cdot 10^5 \text{ км}^3 / \text{с}^2$$

Таким образом, соотношение (1) примет вид и для GPS будет иметь следующее значение:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta u}{c^2} = \frac{\frac{a_{00}}{R_3 + L} - \frac{a_{00}}{R_3}}{c^2} = \frac{\gamma M}{c^2} \left(\frac{1}{R_3 + L} - \frac{1}{R_3} \right) = 4,46 \cdot 10^{-10} \quad (2)$$

Это значение намного превышает погрешность 10^{-13} бортового стандарта частоты уже существующих ГНСС, что показывает принципиальную техническую возможность реализации радиофизического метода измерения значения ускорения силы тяжести.

Однако необходимо отметить, что соотношение (2) непригодно для практического использования в части определения значения силы тяжести по гравитационному смещению частоты, поскольку оно не учитывает пространственного профиля гравитационного потенциала (ускорения силы тяжести). В этом плане более приемлемым может быть следующее соотношение [5]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{g \Delta R}{c^2} \quad (3)$$

где

$$\Delta u = g \Delta R$$

при измерениях в одной точке.

Приравнивая значения u из соотношения (2) и (3), получаем:

$$\begin{aligned} gR &= \frac{\gamma M}{R} \\ g &= \frac{\gamma M}{R^2} \\ F = mg &= \frac{\gamma m M}{R^2} \end{aligned}$$

Очевидно, что в соотношении (2) для определения значения гравитационного потенциала использовали уравнение закона всемирного тяготения Ньютона, что, безусловно, очень удобно, однако неверно для случая измерения относительно КА, который вращается по круговой орбите на высоте 20000 км. В этом случае более предпочтительным является использование третьего закона Ньютона применительно к движению тел в земном поле тяготения

$$\begin{aligned} \frac{mv^2}{R_0} &= mg \\ u = v^2 &= gR \end{aligned} \quad (4)$$

подставляя соотношение (4) в (3) получаем:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{u_0 - v_0^2}{c^2} \quad (5)$$

$$u_0 = v_0^2 + \frac{\Delta f}{f_0} c^2$$

$$g = \frac{v_0^2 + \frac{\Delta f}{f_0} c^2}{H_0}$$

где v_0 – орбитальная скорость КА ГНСС; $\frac{\Delta f}{f_0}$ – гравитационное смещение частоты ГНСС;

H_0 – высота точки измерений.

Однако необходимо также учитывать, что при движении фотона поперёк линий напряжённости гравитационного поля, релятивистская масса фотона характеризуется вдвое большей величиной $2hv/c^2$, по сравнению с массой фотона hv/c^2 при движении вдоль линий напряжённости, что определяет необходимость проведения эксперимента при условии нахождения КА ГНСС в надире под точкой измерения.

Определяя в точке измерений координаты и гравитационное смещение частоты и зная параметры орбиты и скорости КА ГНСС мы можем определить значение ускорения силы тяжести в любой точке измерений. Такой метод определения значения ускорения силы тяжести будет реализован в рамках проекта НТЦУ № 3856.

Очевидно, что соотношение (5) в случае измерения значения ускорения силы тяжести на борту КА будет иметь вид:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{v_0^2 - v_1^2}{c^2}$$

В случае проведения измерения на поверхности Земли соотношение (5) примет вид

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{g\Delta H}{c^2} \quad (6)$$

Эта формула соответствует соотношению, полученному в ходе эксперимента Паунда-Ребки в 1926 году, за который была присуждена Нобелевская премия [5].

Гравитационное смещение и эффект Хаббла.

Особенно удобно использовать соотношение (6) для определения гравитационного смещения частоты в пределах космических систем, в частности солнечной. Результаты таких вычислений представлены в табл. 1.

Таблица 1

Относительное гравитационное смещение излучения планет Солнечной системы относительно Земли

Планеты \ Параметры	R, 10 ⁶ км	V _{орб} , км/с	$\frac{\Delta f}{f_0}$, 10 ⁻¹⁰
Меркурий	58	48,8	-165,9
Венера	108	35,0	-37,4
Земля	149	29,8	
Марс	227,9	24,2	33,6
Юпитер	778,4	13,06	79,8
Сатурн	1429,4	9,46	88,72
Уран	287	6,81	93,51
Нептун	4498	5,432	95,39
Плутон	5906,4	4,666	96,25

Отсюда возникает законный вопрос:

– Как отличить в этом случае гравитационное смещение от хаббловского?

При этом нужно учитывать, что Хаббл открыл эффект красного смещения в 1924 году, а Паунд открыл гравитационное смещение в 1960 году и они оба получили Нобелевские премии.

Очевидно, что Хаббл никак не мог учитывать гравитационное смещение частоты, и, следовательно, в хаббловском смещении, как минимум, присутствует часть гравитационного смещения.

Выводы. Практическое использование эффекта гравитационного смещения частоты с целью мониторинга гравитационного поля Земли позволяет обеспечить прогноз сейсмической активности, геологическую разведку, изменение эпидемиологической обстановки и др.

Литература

1. Ashby N., Relativity in the Global Positioning System // Living Rev. Relativity. – 2003. – № 6. – 45 p. <http://www.livingreviews.org/Articles/Volume6/2003-1ashby/>.

2. Матвиенко С.А., Прокопов А.В., Радиофизические эффекты при распространении сигналов глобальных навигационных спутниковых систем и их влияние на точность измерений // Український метрологічний журнал. - 2006. - №4. - С. 6-12

3. Гофманн-Велленгоф Б., Ліхтенеггер Г., Коллінз Д., Глобальна система визначення місцеположень (GPS). Теорія і практика. Пер. з англ. за ред. акад. НАНУ Яцківа Я.С. – Київ, Наукова думка, 1996. – 380 с.

4. Эльясберг П.Е., Введение в теорию полёта ИСЗ. – М.: Наука, 1965.
Савельев И.В., Курс общей физики, т. 3 – М.: Наука, 1989. –527 с.

СИСТЕМА АБСОЛЮТНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА

Кищенко М.А., Плаксин С.В., Шкиль Ю.В.

Институт транспортных систем и технологий НАН Украины
49005, Днепрпетровск, ул. Писаржевского 5, тел. (0562) 32-30-54,

E-mail: pay@westa-inter.com

It is offered the construction of navigation system for high-speed system of transportation on magnetic suspension. The base of measurement of vehicle coordinates is the method of measurement of phase ratios of high stable synchronized radio signals of fixed ("reference") and three moving ("information") generators. Synchronization of generators is carried out by means of satellite radio-navigating system. The fixed generator is located in the beginning of span, and the moving generators – on the vehicle. The signals from generators by five transfer separate lines go to the movement control unit located in the end of span, where they are processed.

Высокоскоростной наземный транспорт на экологически рациональных энергосистемах, в частности на магнитном подвесе, является одним из приоритетных направлений развития исследований в Евросоюзе [1]. Для внедрения и развития этого вида транспорта необходима разработка прецизионной системы управления движением транспортного средства, что в свою очередь накладывает высокие требования на точность определения его местоположения (позиционирования) по отношению к путевому полотну. Современные навигационные системы не отвечают в полной мере требованиям позиционирования наземного транспорта в частности по быстродействию, а в некоторых случаях и целостности, что предопределяет поиск новых подходов в решении этой задачи, учитывающей специфику высокоскоростного наземного транспорта.

Целью проводимого исследования является дальнейшее развитие концепции [2] прецизионного местоопределения транспортного средства.

Задачей работы является разработка системы абсолютного позиционирования движущегося высокоскоростного магнитолевитирующего транспортного средства.

В основу построения системы положен метод измерения фазовых соотношений сигналов от двух синхронизированных генераторов посредством спутниковой радионавигационной системы или автономной системы синхронизации. Один генератор является «опорным» и располагается в начальном или конечном пункте интервала движения, а второй генератор – «информационный», располагается на подвижном транспортном средстве. От обоих генераторов сигналы по отдельным линиям связи поступают в диспетчерский пункт управления движением, где измеряется соотношение фаз этих сигналов. Разность фаз опорного и информационного сигналов будет зависеть от расстояния между пунктом управления движением и движущимся транспортным средством с «информационным» генератором на борту и однозначно связана с координатой положения экипажа на интервале движения.

Особенностью метода является то, что сигналы от генераторов передаются в диспетчерский пункт посредством радиоионизирующих кабелей уложенных вдоль путевой структуры, что обеспечивает совпадение путей распространения сигналов с топологией путевой структуры и в конечном итоге корректную дальнометрию.

Номиналы рабочих частот выбираются из соображений однозначного соответствия величины разности фаз и местоположения транспортного средства на интервале движения заданной длины. Присущая методу многозначность фазовых измерений устраняется посредством применения многошкальных измерителей [3].

Следующей особенностью метода является высокое требование к стабильности частоты «опорного» и «информационного» генераторов. Разность частот генераторов δf приводит к погрешности, зависящей от времени T , прошедшего с момента синхрониза-

ции: $\delta r_i = \lambda \cdot \delta \varphi_T = \lambda \int_0^T \delta f \delta t$. Если разность частот δf за время T может быть принята по-

стоянной, то $\delta r_i = \lambda \cdot \delta f \cdot T = \lambda \cdot f \cdot \left(\frac{\delta f}{f}\right) \cdot T = c \cdot \left(\frac{\delta f}{f}\right) \cdot T$. Таким образом, для обеспечения

ошибки в измерении дальности $\delta r_i = 10$ см через 15 мин после синхронизации необходимо, чтобы относительная нестабильность генераторов была бы меньше

$$\frac{\delta f}{f} = \frac{\delta r_i}{cT} \approx 3,7 \cdot 10^{-13}.$$

Для управления движением на диспетчерском пункте необходима информация как о дальности до подвижного средства, так и данные о его пространственном положении относительно путевой структуры (магнитолевитирующее транспортное средство подобно самолёту, летящему на предельно низкой высоте). Преобразование между системой отсчета подвижного средства и локальной системой отсчета путевой структуры может быть описано тремя параметрами ориентации, а именно креном (вращение вокруг оси x), наклоном (вращение вокруг оси y) и рысканьем (вращение вокруг оси z). Обе системы приняты правыми декартовыми системами координат с одинаковым масштабом. Параметры ориентации подвижного средства можно определить на диспетчерском пункте, если на подвижном средстве установить дополнительно еще два синхронизированных с первым «информационных» генератора, а с каждой стороны вдоль путевой структуры расположить по два пространственно разнесенных радиоизлучающих кабеля. При такой конструкции по измеренным фазовым соотношениям в четырех радиоизлучающих кабелях однозначно определяется положение каждого «информационного» генератора в системе координат 4-х кабелей. Сигнал «опорного» генератора передается по пятому кабелю. Поскольку генераторы жестко связаны с транспортным средством, то их координаты и определяют пространственную ориентацию транспортного средства.

Полученных по фазовым измерениям данных достаточно для вычисления вектора состояния подвижного средства в заданный момент времени, включая дальность и ориентацию. В свою очередь этих навигационных параметров достаточно для управления движением подвижного средства на путевой структуре.

В рассмотренной навигационной системе на подвижном средстве в ограниченном объеме сосредоточено три источника высокочастотного излучения и в непосредственной близости от них располагаются четыре приемных радиоизлучающих кабеля, что остро ставит вопрос об электромагнитной совместимости системы в целом. Эта задача разрешается путем пространственного, частотного и поляризационного разнесения источников сигналов и их соответствующей селекцией в приемно-обрабатывающей аппаратуре на диспетчерском пункте.

В результате работы предложено построение навигационной системы высокоскоростного наземного транспортного средства с учетом специфики эффекта магнитолевитации, а именно высоких скоростей (сотни километров в час), очень высокой относительной точности позиционирования (несколько сантиметров на дальностях нескольких десятков километров) за крайне малые промежутки времени (микросекунды), что позволяет говорить о прецизионной навигации.

Элементом новизны является способ *непрерывного* позиционирования высокоскоростного магнитолевитирующего транспортного средства на основе фазовой дальнометрии для произвольной конфигурации путевой структуры в трехмерном пространстве.

Рассмотренный метод навигации предназначен для использования в проектируемых высокоскоростных транспортных наземных системах на магнитном подвесе, организации автоматизированного управления движением колесным транспортом на локальных площадках производственного назначения, организации скоростного малоразмерного муниципального транспорта индивидуального пользования.

В доступных авторам публикациях аналогичный предлагаемый метод непрерывной фазовой дальнометрии и определения пространственной ориентации для произвольной конфигурации наземной путевой структуры не встречался.

Литература

1. 6FP Instruments Implementing the Priority Thematic Areas of the Sixth Frame Programme // European Commission. Community Research. – 2002. – №2. – P.4.

2. Плаксин С.В., Шкиль Ю.В. Навигационная система магнитолевитирующего экипажа на основе синхронизированных СВЧ генераторов // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – Запоріжжя, ЗНТУ. – 2005, №1. – С. 48–53.

3. Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А. Фазовый метод определения координат. – М.: Сов. радио, 1979. – 280 с.

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ГЕОСТАЦИОНАРНЫХ СПУТНИКОВ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ СТАНДАРТОВ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Нестеренко Г.В., Коваль Ю. А., Иванова Е.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
г. Харьков, пр. Ленина, 14, тел. (057)700-22-84, факс (057)- 702-10-13,
e-mail secort@kture.kharkov.ua

The report contains opportunities of synchronization of the standards of frequency with use of telecommunication signals from GEO satellites. For realization of frequency synchronization of spaced stations propose to use a method "common view".

Высокие темпы совершенствования мер времени и частоты (относительная нестабильность современных эталонов составляет $10^{-13}...10^{-14}$, а в перспективе – $10^{-15}...10^{-16}$) определяют актуальность задачи повышения точности их частотно-временной синхронизации. Помимо метрологии, синхронность территориально разнесенных стандартов (в частном случае – эталонов) времени и частоты является основой для реализации современных высокоточных частотно-временных методов, необходимых для решения актуальных научно-технических и оборонных задач. Так, для Украины актуальна задача синхронизации опорных генераторов в цифровой сети связи, где требуемая нестабильность генераторов по частоте должна быть не хуже $\Delta f/f_0 = 10^{-11}$.

В настоящее время наибольшее применение для синхронизации находят спутниковые радионавигационные системы (СРНС) GPS и ГЛОНАСС. Достоинствами СРНС являются их высокая точность и глобальная зона действия, а к основным недостаткам относятся: низкая помехозащищенность; малая оперативность, высокая стоимость, как приёмного оборудования, так и поддержания работоспособности систем, зависимость от технического состояния систем, возможное ограничение доступа к системам.

Синхронизация может быть реализована с помощью спутников-ретрансляторов, находящихся на геостационарной орбите ГЕО, которые «зависают» над заранее выбранными точками Земли. Такое положение обеспечивается высотой орбиты (35 875км), на которой скорость перемещения КА совпадает со скоростью вращения Земли. Системы на основе геостационарных спутников, из-за постоянства их расположения над определенной точкой поверхности Земли, обладают рядом преимуществ при организации глобальной связи. Особенностью спутников на геостационарных орбитах является значительная временная задержка (порядка 240 мс) в спутниковом канале.

Спутниковые системы связи с геостационарными спутниками-ретрансляторами идеально подходят для решения таких задач, как организация телевизионного и звукового вещания на обширных территориях и предоставление высококачественных телекоммуникационных услуг абонентам в удаленных и труднодоступных регионах.

Предлагается использовать для синхронизации сигналы телекоммуникационных геостационарных спутников (ГС).

Применим алгоритм «общего охвата» (известный в зарубежной литературе как «common view»). Этот алгоритм имеет преимущество, тогда, когда тракты распространения радиоволн имеют либо известные в любой момент времени задержки (случай СРНС), либо известную стабильную задержку (случай ГС).

На рис.1–3 показаны принципы реализации алгоритма общего охвата применительно к сигналам ГС. На рис.1 и рис. 2 показаны геометрические параметры расположения ГС и пунктов *A* и *B*, в которых находятся синхронизируемые стандарты. Временная диаграмма сигналов, которые принимаются в пунктах *A* и *B*, и измеряемые параметры представлены на рис. 3.

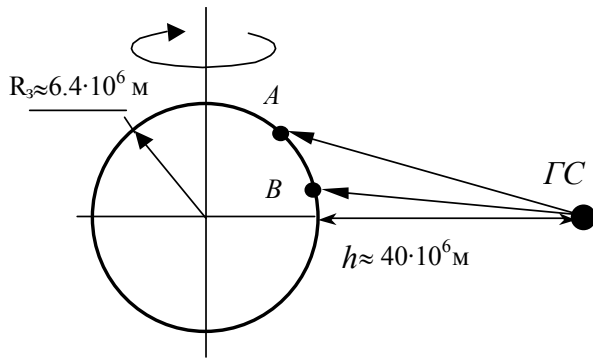


Рис. 1

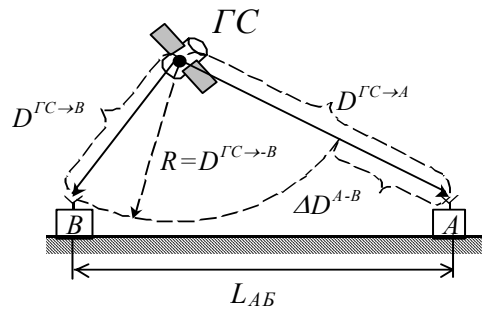


Рис. 2

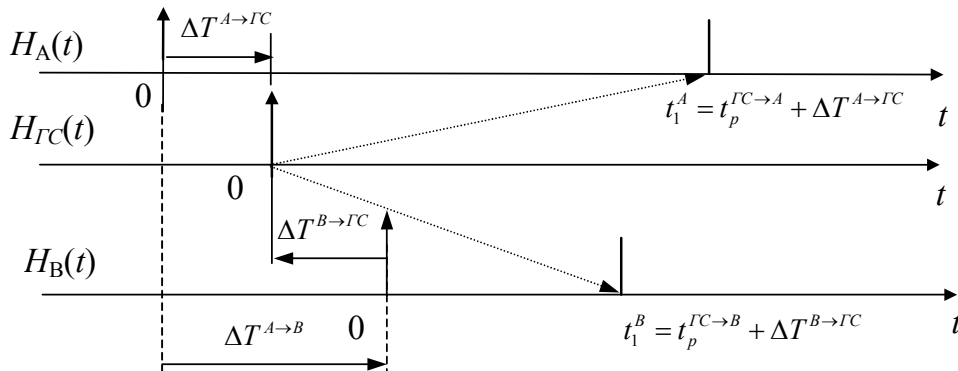


Рис. 3

В каждом из пунктов производится измерение сдвига одного и того же фрагмента сигнала относительно шкал времени соответствующих пунктов (t_1^A , t_1^B). Непрерывное измерение сдвига шкал времени $\Delta T(t)$ позволяет рассчитать относительную нестабильность стандартов по частоте.

Основные соотношения для расчетов и источники погрешности приведены в табл. 1. Анализ показывает, что соответствующие погрешности для случая ГС значительно меньше, чем при использовании сигналов СРНС.

Специфическими для синхронизации по сигналам ГС являются погрешности, связанные с измерением разности задержек сигналов от ГС ($\Delta t_p^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}$) до пунктов – при измерении сдвига шкал и скорости изменения этой разности ($d(\Delta t_p^{A \leftarrow ГС \rightarrow B})/dt$) – при измерении сдвига по частоте. Первый из этих факторов вызван изменением разности расстояний между ГС и пунктами ($\Delta D^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}$), а второй – разностью радиальных скоростей ($\Delta V^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}$). Оценки этих факторов можно получить из приведенных на рис. 4 и рис. 5 временных зависимостей $\Delta D^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}(t)$ и $\Delta V^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}(t)$, рассчитанных для ГС из группировки Not bird и пунктов, размещенных в Харькове и Ужгороде. Приведенные на рис. 4 и рис. 5 зависимости имеют интервал между отсчетами 30 с, период порядка суток и максимальные отклонения от средних значений: $\Delta D_m^{A \leftarrow ГС \rightarrow B} = 1$ км; $\Delta V_m^{A \leftarrow ГС \rightarrow B} = 0,08$ м/с

Предварительные оценки показывают, что для высокоточного измерения необходим учет зависимостей $\Delta D^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}(t)$ и $\Delta V^{A \leftarrow ГС \rightarrow B}(t)$. Без такого учета погрешности измерения сдвига шкал составят единицы микросекунд, а в случае измерения сдвига по частоте – $\Delta f^{A \rightarrow B} / f = (2...3)10^{-10}$.

Таблица 1

	Измерение сдвига шкал $\Delta T^{A \rightarrow B}$, $\Delta T^{B \rightarrow A}$	Измерение нестабильности частоты
Расчетные соотношения	$\Delta T^{A \rightarrow B} = -\Delta T^{B \rightarrow A} = \Delta T^{A \rightarrow GC} - \Delta T^{B \rightarrow GC} =$ $= t_1^A - t_1^B - \Delta t_p^{A \leftarrow GC \rightarrow B};$	$\frac{\Delta f^{A \rightarrow B}(t)}{f_0} = \frac{d[\Delta T^{A \rightarrow B}(t)]}{dt}$
Обозначения	$\Delta T^{A \rightarrow GC}$, $\Delta T^{B \rightarrow GC}$ – сдвиг шкал стандартов относительно фрагмента сигнала GC $t_1^A = t_p^{GC \rightarrow A} + \Delta T^{A \rightarrow GC}$; $t_1^B = t_p^{GC \rightarrow A} + \Delta T^{B \rightarrow GC}$; $t_p^{GC \rightarrow A} = \frac{D^{GC \rightarrow A}}{c}$, $t_p^{GC \rightarrow B} = \frac{D^{GC \rightarrow B}}{c}$ – время задержки сигналов от GC до пунктов; c – скорость распространения радиоволн; $D^{GC \rightarrow A}$, $D^{GC \rightarrow B}$ – расстояния от GC до пунктов; $\Delta t_p^{A \leftarrow GC \rightarrow B} = t_p^{GC \rightarrow A} - t_p^{GC \rightarrow B} = (\Delta D^{A \leftarrow GC \rightarrow B})/c$	f_0 – номинальное значение частоты стандартов;
Источники погрешности	сигнал/помеха в пунктах	
	погрешность определения $\Delta t_p^{A \leftarrow GC \rightarrow B}$; нестабильность задержки в приемных устройствах пунктов	скорость изменения задержки $\frac{d(\Delta t_p^{A \leftarrow GC \rightarrow B})}{dt} = \frac{\Delta V^{A \leftarrow GC \rightarrow B}}{c};$ нестабильность производной задержки в приемных устройствах

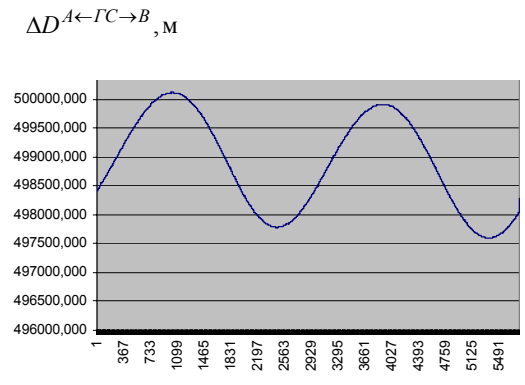


Рис. 4. № отсчета

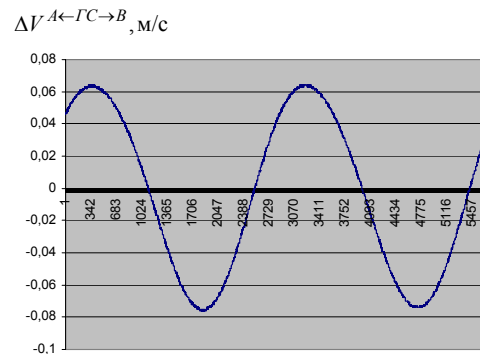


Рис. 5. № отсчета

ПЛАНУВАННЯ СУМІСНИХ ВИМІРЮВАНЬ СУПУТНИКОВИХ РАДІОНАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ І НАЗЕМНИХ ЗАСОБІВ ПРИ ПОЛІГОННИХ ВИПРОБУВАННЯХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Писарьонко¹ Г.Г., Бондаренко² О.Л.

¹Науково-дослідний виробничий центр «ХАРКОС»,
61023, Харків, вул. Динамівська 3А, к.213, тел. (057) 702-63-46,
E-mail: harkos@ukr.net

²Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації
Національного технічного університету України «КПІ» каф. „Бездротових техноло-
гій у військових телекомунікаційних системах та мережах”,
36009, м. Полтава, вул. Зінківська, 44, тел. (0532) 53-14-08,
E-mail: bondalex.ua@rambler.ru

The task of optimization placing and planning of ground measuring complex facilities work is formulated and the features of its decision are considered.

Вступ. Для рішення задач зовнішньотраєкторного контролю випробувальних пусків літальних апаратів (ЛА) використовуються засоби полігонного вимірювального комплексу, кількість, номенклатура і дислокація яких повинна дозволяти ухвалення рішення про успішність реалізації польотних завдань з необхідною достовірністю і допустимими витратами. Таким чином, на етапі створення нових полігонів та планування полігонних випробувань виникає проблема раціонального розміщення і оптимізації програми використання засобів полігонного вимірювального комплексу з урахуванням витрат та специфіки задач, що вирішуються.

Аналіз льотно-модельного [1] і цифро-натурного [1, 2] методів випробувань, що використовуються в теперішній час, не враховують специфіки трансформації схеми випробувань ЛА і не орієнтовані на мінімізацію витрат при проведенні безпосередньо льотно-експерименту (ЛЕ). У роботі [3] запропоновано підхід оптимізації управління ЛЕ з використанням інформаційно-вартісного підходу, в рамках якого отримали подальший розвиток ідеї сумісного використання результатів та висновків теорії планування експериментів і статистичної теорії прийняття рішень. Але цей критерій є занадто складним для практичного використання і потребує значних обчислювальних ресурсів.

Тому виникає необхідність пошуку більш практичних підходів до оптимізації проведення випробувань з мінімальними витратами усіх видів ресурсів.

Метою роботи є постановка задачі оптимізації розміщення і планування роботи засобів зовнішньотраєкторного контролю полігонного вимірювального комплексу.

Виклад основного матеріалу досліджень. Ефективність рішення зовнішньотраєкторного контролю залежить від точності визначення параметрів руху ЛА еталонними засобами. Якнайповнішою характеристикою точності оцінки параметрів руху ЛА z , що розглядається як випадкова величина, є апостеріорна густина розподілу вірогідності, вона повністю визначається (при допущенні нормального розподілу) математичним очікуванням і кореляційною матрицею $K(z)$. Елементи кореляційної матриці помилок оцінок залежать від багатьох величин, серед яких є і такі, які визначаються розміщенням вимірювальних засобів і планом проведення експерименту. При подальшому розгляді вважатимемо, що розв'язується задача оцінки вектора параметрів стану ЛА, що рухається по заданій траєкторії. Вимоги до точності споживач може задавати як у вигляді надійності $H(Z(\alpha))$, де α – рівень надійності з відповідною довірчою областю в R^n -мірному просторі параметрів (інтервальне оцінювання), так і у вигляді кореляційної матриці $K_{\text{доп}}$ (точкове оцінювання). На підставі матриці $K_{\text{доп}}$ задається рівень точності, який повинен бути досягнутий при обробці вимірювальної інформації, щоб вона задо-

вольняла вимозі по заданій надійності. Отже про відповідність реалізовуваних і заданих точносних характеристик можна судити за наслідками порівняння $K(z)$ і $K_{\text{доп}}$.

Проте безпосереднє використання кореляційної матриці у якості міри точності оцінювання багатовимірного параметра зустрічає ряд труднощів, тому в теорії планування експерименту використовуються різні показники точності, що є функціями кореляційної матриці $K(z)$, або зворотної до неї інформаційної матриці $G(z)$.

В сучасній літературі розглядаються і знайшли практичне застосування показники точності оцінки на основі визначника кореляційної матриці $\det\{K(z)\}$, D – оптимальність; сліду кореляційної матриці $Sp\{K(z)\}$, A – оптимальність; найбільше з власних чисел кореляційної матриці $\max\{K(z)\}$, E – оптимальність; дисперсія σ^2 однієї з складових вектора оцінюваних параметрів z , L – оптимальність.

Перераховані показники точності і відповідні їм критерії оптимальності забезпечують лише необхідні умови оптимальності планування спостережень вимірювальних засобів, тому приводять до результатів, які можуть суттєво різнитися між собою, що затрудняє вибір необхідного критерію для практичного використання.

В [4] запропоновано новий скалярний показник і критерій досягнення необхідної точності оцінювання векторних параметрів, що забезпечують необхідні і достатні умови оптимальності планування спостережень вимірювальних засобів, в той час, як відомі скалярні критерії засновані лише на необхідних умовах. Цей критерій має вигляд:

$$J_{\lambda} = \lambda_{\min} \{K_{\text{доп}} G(z)\} > 1$$

де $K_{\text{доп}}$ – кореляційна матриця, визначаюча необхідний рівень точності, $G(z) = K(z)^{-1}$ – інформаційна матриця, що визначає точність оцінки вектору стану ЛА на момент вимірювання, λ_{\min} – мінімальне власне значення матриці $K_{\text{доп}} G(z)$.

Для його використання необхідно знайти матрицю $G(z)$. Для цього конкретизуємо склад системи.

Вважатимемо, що система складається з пункту обробки вимірювальної інформації (ПОІ), декількох наземних вимірювальних пунктів (НВП), що реалізують різні методи вимірювання параметрів руху ЛА, і є можливість обробки вимірювань за допомогою супутникової навігаційної системи.

Припускаємо заданими:

1. Супутникові навігаційні засоби $i = 1, \dots, n$.
2. Наземні вимірювальні пункти $j = 1, \dots, m$. Засоби вимірювань можуть бути різних типів (радіотехнічні і оптичні).
3. Заданий маршрут руху ЛА.
4. Вважаємо, що вимірювання для кожного вимірювального засобу перераховуються на момент часу ts , кількість яких становить $s = 1, \dots, S$.

Для засобів зовнішньотраєкторного контролю задані вимоги до точності оцінок координат у вигляді кореляційної матриці $K_{\text{доп}}$.

Оскільки вимірювальні засоби проводять вимірювання в різних системах координат і перебувають на великих відстанях один від одного (навігаційні супутники й наземні засоби), то для рішення поставленої задачі доцільно використати в якості опорної геоцентричну систему координат (ГСК). Потенційна точність оцінювання параметрів визначається кореляційною матрицею похибок спільно ефективних оцінок параметрів, що є зворотною до так званої інформаційної матриці Фішера. Примітно, що потенційна точність не залежить від конкретних алгоритмів оцінювання, а визначається тільки видом функції правдоподібності $P(X, Y, Z / \Theta)$, Θ – вектор вимірювань розмірністю $(n + 3m \times 1)$.

Оскільки зв'язок між вимірюваними та оцінюваними параметрами суттєво нелінійний, то знаходилися значення елементів інформаційної матриці у лінійному наближенні, які у випадку некорельованих вимірювань мають простий аналітичний вигляд.

На основі цього розроблено і реалізовано на ПЕОМ методику оцінки потенційної точності сукупності вимірювань наземних засобів і супутникової системи з використанням реальних альманахів навігаційних супутників. За допомогою розробленої методики можливий розрахунок матриці $G(z)$ для різних варіантів сумісного залучення наземних і космічних вимірювальних засобів.

Позначимо вартість залучення у момент часу t s -го НВП, розташованого у k -му осередку, через C_{kjs} ($k=1, \dots, K$; $j=1, \dots, m$), відповідно, а вартість супутникового вимірювання через C_{is} ($i=1, \dots, n$).

За допомогою введених вище показників можна сформулювати ряд практичних задач як оцінки ефективності системи, так і оптимізації її просторової структури (складу і геометрії розміщення НВП на місцевості).

Так, можуть бути сформульовані наступні оптимізаційні задачі:

1) пряма задача, яка полягає в забезпеченні

$$J_{\lambda\zeta} = \lambda_{\zeta \min} \{K_{\text{доп}} \sum_{s=1}^S G_{s\zeta}(z)\} \rightarrow \min;$$

при $J_{\lambda\zeta} > 1$; $C(\zeta) \leq C_{\text{доп}}$,

де $C_{\text{доп}}$ – допустима вартість системи; $C(\zeta)$ – вартість системи відповідно варіанту з номером ζ , $\zeta=1, \dots, \Xi$, Ξ – кількість можливих варіантів побудови системи; $G_{s\zeta}(z)$ – інформаційна матриця оцінки параметрів стану ЛА при їх сумісному вимірюванні засобами, які відповідають ζ – варіанту.

2) зворотна задача, яка полягає в забезпеченні

$$C(\zeta) \rightarrow \min; \text{ при } J_{\lambda\zeta} = \lambda_{\zeta \min} \{K_{\text{доп}} \sum_{s=1}^S G_{s\zeta}(z)\} \geq 1$$

Для прикладу розглянемо задачу планування випробувань при мінімальних витратах. Ця задача полягає в оптимізації залучення наявних засобів полігону з урахуванням можливостей супутникових навігаційних систем при мінімальній вартості:

$$C(\zeta) = \sum_{i=1}^n \sum_{s=1}^S (\gamma_{is} \cdot C_{is}) + \sum_{j=1}^m \sum_{s=1}^S (\gamma_{js} \cdot C_{js}) \rightarrow \min;$$

при $J_{\lambda\zeta} = \lambda_{\zeta \min} \{K_{\text{доп}} \sum_{s=1}^S G_{s\zeta}(z)\} \geq 1$

де $\gamma_{is}, \gamma_{js} = \begin{cases} 1, & \text{якщо сеанс проводиться,} \\ 0, & \text{якщо сеанс не проводиться,} \end{cases}$ $\{\gamma_{is}\}$ – матриця планів для космічних за-

собів; $\{\gamma_{js}\}$ – матриця планів для наземних засобів; $\zeta=1, \dots, \Xi$, – номер варіанту планування роботи засобів, який характеризується відповідними матрицями $\{\gamma_{is}\}$ та $\{\gamma_{js}\}$.

З метою оцінки ефективності застосування запропонованих алгоритмів та відповідних їм критеріїв, а також відомих скалярних критеріїв: визначник кореляційної матриці D – оптимальність; слід кореляційної матриці A – оптимальність; найбільше із власних чисел кореляційної матриці E – оптимальність, було проведено імітаційне моделювання рішення цієї задачі для простого варіанту комплексного використання п'яти супутників системи GPS, однієї радіолокаційної і двох оптичних станцій.

Рішення отримували алгоритмом, заснованим на схемі «гілок і меж», що враховує особливості задачі, пов'язані з умовами допустимості планів.

Результати моделювання показують, що з відібраних відомих алгоритмів конкурентоздатним може бути лише алгоритм з критерієм D – оптимальності, результати роботи якого іноді співпадали з результатами роботи запропонованого алгоритму.

Висновки. Отримали подальший розвиток постановки прямої та зворотної задачі вартісної трактовки планування полігонних вимірювань супутникової системи і наземних засобів у різних умовах функціонування. На відміну від відомих скалярних критеріїв, побудованих на основі порівняння скалярних характеристик кореляційних матриць (слід, визначник, найбільше власне число і т.д.), які відображають лише необхідні умови виконання вимог по точності, використаний критерій гарантує досягнення необхідних і достатніх умов, оскільки дозволяє враховувати і контролювати ступінь розсіювання помилок в якнайгіршому напрямі.

Удосконалено метод оцінювання потенційної точності визначення координат ЛА за сукупністю вимірювань наземних засобів і супутникової системи і на його основі розроблено і реалізовано на ПЕВМ методику оцінки потенційної точності сукупності вимірювань наземних засобів і супутникової системи, яка дозволяє з використанням реальних альманахів навігаційних супутників обґрунтовувати вимоги до складу і технічних характеристик засобів вимірювального комплексу.

Література

1. Исаев С. А. Цифро-натурные и лентно-модельные методы испытаний КБО / С. А. Исаев, Г. С. Кондратенков // Радиотехника. – 1996. – №9. – С. 124–128.
2. Исаев С. А. Цифро-натурный метод оценки характеристик радиоэлектронных систем / С. А. Исаев, Ю. П. Клишин // Радиотехника. – 2001. – №8. – С. 61–64.
3. Хижняк В. В. Постановка задачі оптимізації планування роботи засобів полігонного вимірювального комплексу з використанням інформаційно-вартісного підходу / В. В. Хижняк // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – 2005. – Вип. 2 (2). – С. 73–83.
4. Деденок В. П. Об одном подходе к решению многоиндексной задачи планирования наблюдений по группировке космических объектов / В. П. Деденок, В. А. Кочура // Системи обробки інформації : Збірник наукових праць НАНУ, ПАНУ, ХВУ. – Харків, 2002. – Вип. 3(19). – С. 268–272.

МЕТОДИКА И ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ УКРАИНЫ

Нестерович А.Г.¹, Аксюта Г.В.¹, Флерко С.Н.², Павлов С.Ю.³, Дейнеко В.Н.²

¹ОАО «АО Научно исследовательский институт радиотехнических измерений»
61054, г. Харьков, ул. Ак. Павлова, 271, (057)-738-22-18
E-mail: aksuta@niiri.kharkov.com; факс (057) 738-22-18

²Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба
61023, г. Харьков, ул. Сумська 77/79, тел: (057) 704-96-01.
E-mail: факс: (057) 704-96-01.

³Научно-исследовательский производственный центр «ХАРКОС»
61023, г. Харьков, ул. Динамовская 3А, тел: (057)-702-63-46
E-mail: harkos@ukr.net, факс: (057)-702-63-46

A method and preliminary results of experimental researches of exactness of position finding the special users is presented with the use of information of elements of the system of the space navigation-temporal providing of Ukraine. The declared precision descriptions of examinee two-frequency and the single frequency navigation device are tested in DGPS/RTK-mode with the use of widearea, local and regional differential corrections. Possibility of transmission of differential amendments is tested on the control-correcting stations of KHAR1, KHAR2 with the use of NTRIP-technologies.

Целью экспериментальных исследований являлось определение и практическое подтверждение характеристик точности местоопределения потребителями Вооруженных Сил Украины с использованием информации спутниковые радионавигационных систем (СРНС) и корректирующих поправок от существующей инфраструктуры Системы космического навигационного обеспечения Украины (СКНОУ) в различных условиях.

Сущность эксперимента заключалась в измерении географических координат и высот в реальном масштабе времени эталонных точек и траекторий в статических и кинематических (подвижных) условиях с помощью аппаратуры спутникового позиционирования и корректирующей информации СКНОУ. При этом верифицировались точностные характеристики проверяемой аппаратуры, работающей в:

– широкозонном дифференциальном режиме с использованием только кодовых измерений;

– локальном дифференциальном режиме с использованием только кодовых измерений;

– локальном RTK - режиме с использованием фазовых и кодовых измерений.

Задачами экспериментальных исследований являлись:

– привязка эталонных точек и траекторий на местности;

– проверка надежности (бесперебойности) канала связи GPRS/GSM.

– определение координат эталонных точек в статических условиях с использованием широкозонной дифференциальной информации от СКНОУ;

– определение координат эталонных точек в статических и кинематических условиях с использованием локальной дифференциальной информации от СКНОУ с помощью одночастотного оборудования (на расстояниях до 30 км от ККС ДНИЦ);

– определение координат эталонных точек в статических и кинематических условиях с использованием локальной RTK - информации от СКНОУ с помощью одночастотного и двухчастотного оборудования (на расстояниях до 18 км от ККС);

– сравнение результатов измерений.

Эксперимент проводился в три этапа:

1. Получение эталонных координат точек относительно контрольно-корректирующей станции полигона;

2. Проведение серии измерений в точках с эталонными координатами с использованием GNSS-приемников указанных типов, при реализации различных методов навигации (автономный, DGPS, RTK);

3. Обработка измерительных данных с использованием программного обеспечения GrafNav/GrafNet (NovAtel, Канада).

Заданием первого этапа было определение координат характерных точек полигона, выбранных в качестве реперных (эталонных). Для этого использовался двухсистемный многочастотный GNSS приемник NovAtel DL-V3-RT2G. При длительности измерительной сессии не менее 30 минут и удалении от контрольно-корректирующей станции полигона не более 30 км, точность определения координат эталонных точек не будет превышать единиц сантиметров, что позволит использовать их в качестве реперных. Кроме определения координат эталонных точек на данном этапе необходимо определить, координаты эталонных маршрутов движения по которым будет проверяться работа указанной аппаратуры в кинематическом режиме.

На втором этапе исследований проводились несколько серий измерений в точках с эталонными координатами с использованием в качестве роверного двухчастотного, одночастотного GPS/ГЛОНАСС приемников и одночастотного GPS приемника СН 3022.

Критерием точности работы соответствующего приемника являлось математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение невязок между эталонными и измеренными координатами соответствующих точек.

Кроме верификации точностных характеристик указанной аппаратуры, была проведена аналогичная проверка работы этой аппаратуры в различных режимах дифференциальной коррекции и RTK-режиме. Для этого использовалась корректирующая информация, как от локальной ККС полигона, так и от региональной ККС (НИИРИ). При этом корректирующая информация от ККС НИИРИ передавалась в формате NTRIP-протокола, который позволяет передавать потребителю, как «сирую» измерительную информацию так и корректирующие поправки в виде различных типов сообщений формата RTCM.

Кроме этого, в рамках данного эксперимента, проводились измерения в кинематическом режиме работы, при использовании указанной аппаратуры на борту движущегося транспортного средства. Для определения точностных характеристик работы данной аппаратуры в кинематическом режиме также будет использоваться математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение измеренных и эталонных координат точек маршрута движения транспортного средства.

На последнем этапе в послесеансном режиме была проведена обработка всех измерительных сессий с помощью программного обеспечения GrafNav/GrafNet (Канада).

В результате экспериментальных исследований были получены характеристики точности позиционирования с использованием информации СКНОУ, а именно:

- точность измерений координат с помощью широкозонных дифференциальных коррекций не хуже 2 м (СКО) в статических и кинематических условиях;
- точность измерений координат с помощью локальных дифференциальных коррекций не хуже 1 м (СКО) в статических и кинематических условиях;
- точность измерений координат с помощью локальных RTK коррекций не хуже 2 см (СКО, двухчастотная аппаратура позиционирования) и 20 см (СКО, одночастотная аппаратура позиционирования) в условиях статики и быстрой статики;
- перерыв в передаче информации по каналу связи – не более 30 секунд.

Проведенные работы являются одними из первых в Украине экспериментов по использованию дифференциальных коррекций, которые передаются с использованием NTRIP-технологий передачи данных.

МОНИТОРИНГ КООРДИНАТ АНТЕНН ККС СКНОУ

Садовская Т.С.

ОАО «АО Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений»
61054 Украина, г. Харьков, ул. Академика Павлова, 271, тел. (057) 738-32-00,
E-mail: sadovskaya@niiri.kharkov.com; факс (057) 738-41-12

The necessity of leadthrough of monitoring of co-ordinates of aeri-als of the stations is grounded in a lecture. The analysis of choice of software and his structure is conducted. Net-work of the reference stations, which attachment and clarification of co-ordinates of the stations of network of System of space navigating maintenance of Ukraine was carried out by, configu-ration is grounded. The results of monitoring of the stations of network of System of space navigating maintenance of Ukraine and exactnesses, treatments attained as a result, are resulted. The analysis of care of co-ordinates of the stations of network of System of space navigating maintenance of Ukraine is conducted.

Введение. Существует такая задача и в частности в СКНОУ, как уточнение коор-динат контрольной станции. Потребители информации СКНОУ определяют свои коор-динаты относительно ККС СКНОУ, поэтому координаты самих ККС должны быть точно известны. Это необходимо, так как со временем координаты уходят из-за осадки зданий и сооружений, на которых установлены антенны, сдвигов тектонических плит. Уточнять координаты станций сети СКНОУ можно, приняв одну из этих станций, приближитель-ные координаты которой известны, как базовую. Зафиксировать ее местоположение и относительно нее определить координаты остальных станций. ККС будут привязаны друг относительно друга, но вся конструкция может быть сдвинута на некоторое расстояние относительно мировой системы координат. Погрешность определения будет зависеть от того, насколько точными были координаты станции, принятой в качестве базовой, поэто-му и необходимо проводить мониторинг координат станций, имеющих удаленное место-положение.

1. Выбор программного обеспечения. На рынке программного обеспечения име-ется множество коммерческих программ, позволяющих вычислять вектора баз и выпол-нять уравнивание пространственных сетей. Прикладные пакеты программного обеспе-чения для обработки данных наблюдений GPS-приёмников производятся также производи-телями этих приемников. Такие пакеты входят в комплект оборудования. Однако все эти пакеты позволяют обрабатывать наблюдения станций, которые находятся на расстоянии до 50-60 км друг от друга.

Для определения координат станций, удалённых на большие расстояния, требуется специальное программное обеспечение, такое как Bernese, Gypsy/Oasis или Gamit/Globk. Для использования в СКНОУ было выбрано ПО Gamit/Globk, функционирующее под управ-лением операционной системы ASP Linux.

К достоинствам ПО Gamit/Globk можно отнести:

- его бесплатное распространение;
- способность уточнять координаты станций, находящихся на больших расстояни-ях друг от друга;
- открытый исходный код, что позволило внести изменения в скрипты, написать свои модули с учетом своих настроек и особенностей аппаратуры.

К недостаткам относятся:

- отсутствие интерфейса;
- сложный набор параметров настроек;
- отсутствие обработчиков исключительных ситуаций.

2. Структура ПО Gamit/Globk. Программный комплекс Gamit/Globk – это полный пакет для обработки материалов GPS-наблюдений, уравнивания пространственных сетей и интеграции результатов с целью моделирования геодинамических процессов.

Основными функциями программного комплекса являются:

- обеспечение загрузки файлов данных наблюдений;
 - вычисление баз с учетом точных эфемерид спутников, тропосферных и ионосферных поправок, других факторов, оценка точности;
 - отображение результатов обработки в виде графиков, диаграмм;
 - уравнивание пространственных сетей, вычисление координат пунктов, оценка точности;
 - трансформация результатов обработки в разные системы координат;
 - вычисление смещения станций, скорости изменения их положения, орбитальных параметров и параметров вращения Земли.
- Программный комплекс состоит из двух взаимосвязанных блоков:
- GAMIT – блок для вычисления векторов-баз и вычисления ковариационной матрицы;
 - GLOBK – блок для объединения результатов обработки по сессиям, компаниям и методам построения сетей (VLBI, SLR, GPS) и их последующего уравнивания с оценкой точности.

Графически структура ПО Gamit/Globk приведена на рис. 1.

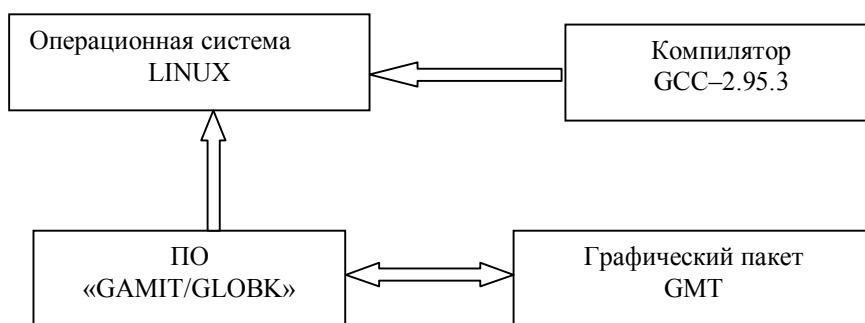


Рис. 1. Структура ПО Gamit/Globk

3. Выбор конфигурации сети станций. При выборе конфигурации сети я руководствовалась следующими положениями:

1) в сеть должны входить станции ККС СКНОУ, координаты которых необходимо уточнить;

2) в сеть должны входить не менее трёх станций сети IGS (идеальный вариант – 20 станций), расположенных в ближайшей окрестности сети СКНОУ, в том числе 3 базовых станции сети IGS, (т.е. станции, которые реализуют систему координат ITRF);

3) координаты базовых станций сети IGS жёстко фиксируются, координаты остальных станций считаются неизвестными.

На рис. 2 приведена конфигурация сети станций, участвующих в обработке.

4. Проведение обработки. Для привязки координат станций сети СКНОУ к координатам сети IGS, я выбрала семь станций, входящих в состав сети IGS: JOZE, GRAS, MATE, TRAB, POTS, WTZR и BOR1. В качестве базовых станций IGS выбраны станции MATE, POTS, WTZR. В обработке участвуют пять станций СКНОУ: KHRS (г.Харьков), DNRS (г.Дунаевцы), EVRS (г.Евпатория), CHRS (г.Чернигов), FDRS (г.Феодосия). В результате проведения обработки СКО базовых векторов (расстояний между станциями) не превышает 10 мм, а СКО определения координат станций сети СКНОУ не превышает 9 мм.

5. Результаты мониторинга координат станций сети СКНОУ. Мониторинг координат станций EVRS, KHRS, DNRS, входящих в состав сети СКНОУ, проводится в течение полутора лет.



Рис. 2. Конфигурация сети станций

На рис. 3–5 для примера показан уход координат N (North), E (East), U (Up) станции EVRS (г. Евпатория). Графики ухода координат станций построены по данным с января 2007 года по июнь 2008 года. При построении графиков использовалась местная система координат. Для других станций СКНОУ уход координат имеет аналогичную динамику.

6. Уход координат станций сети СКНОУ

После проведения анализа результатов мониторинга координат антенн ККС СКНОУ, за период с января 2007 года по июнь 2008 года можно сделать вывод, что в течение этого периода уход координаты N составляет 9 мм, координаты E – 30 мм, координаты U – 30 мм. Уход координат других станций сети СКНОУ имеет тот же порядок.

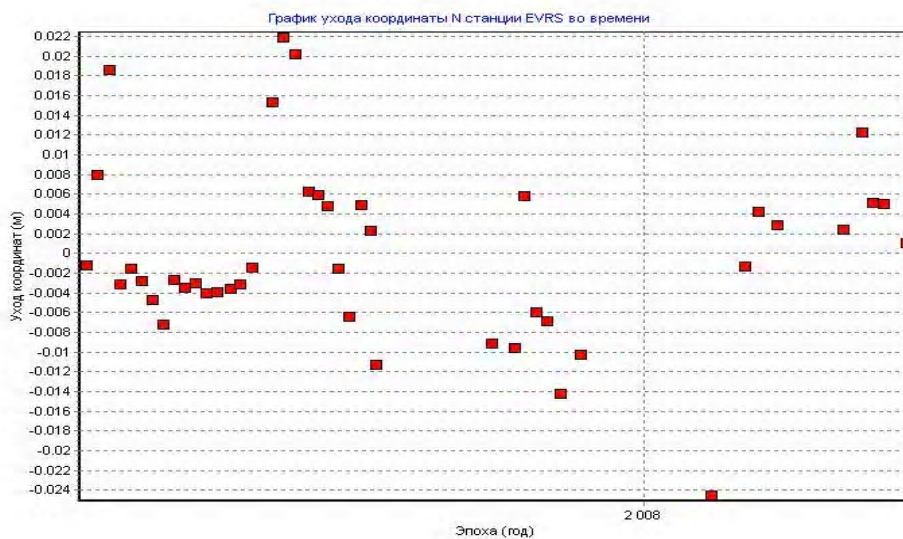


Рис. 3. Уход координаты N станции EVRS

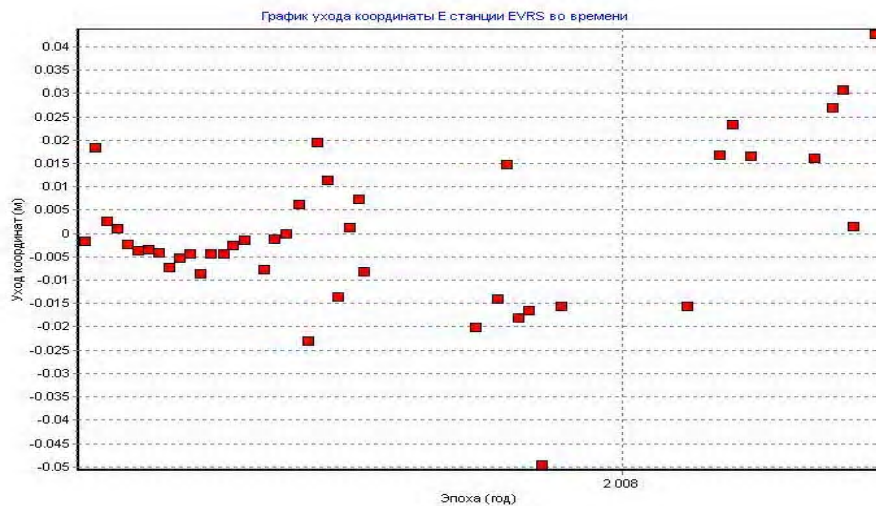


Рис. 4. Уход координаты E станции EVRS

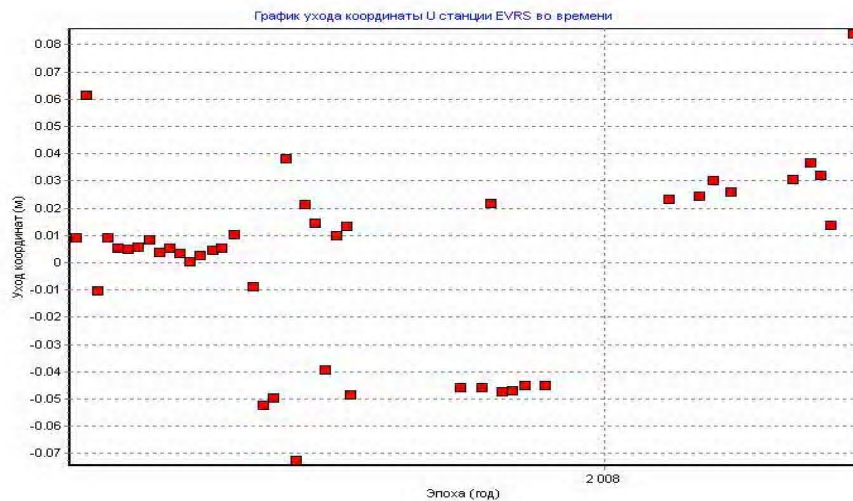


Рис. 5. Уход координаты U станции EVRS

Заключение

В результате проведенной работы автором были уточнены координаты антенн станций сети СКНОУ с помощью программного обеспечения Gamit/Globk. При расчете СКО базовых векторов (расстояний между станциями) не превысило 10 мм, а СКО определения координат станций сети СКНОУ не превысило 9 мм. Изменения значений координат станций за период с января 2007 года по июнь 2008 года являются незначительными, поддаются научному обоснованию и могут использоваться потребителями.

Литература

1. Department of Earth, Atmospheric, and Planetary Sciences Massachusetts Institute of Technology, Scripps Institution of Oceanography University of California at San Diego Documentation for the GAMIT GPS Analysis Software, 2004.
2. <http://www-gpsg.mit.edu/~simon/gtgk/>.

ТЕСТИРОВАНИЕ РАБОТЫ СКНОУ МЕТОДОМ ВИРТУАЛЬНЫХ ТЕСТОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

А.В. Рудич, А.И. Яковченко, И.Г. Ноздрин

Открытое акционерное общество «АО Научно-исследовательский институт
радиотехнических измерений»

61054, г. Харьков, ул. Академика Павлова 271,

Тел. 738-32-00, факс (+380 057) 738-41-12

In article the problem of an estimation of quality of work of Coordinate Navigation Maintenance System of Ukraine is considered. For the solution of the given problem the method of virtual test navigating receivers is offered. The brief description of realization of the given method is given.

Введение. В Украине ведутся работы по созданию Системы Координатно-временного Навигационного Обеспечения Украины (СКНОУ). Задачей СКНОУ является формирование и предоставление в реальном времени потребителям, расположенным на территории Украины, дифференциальной корректирующей информации. СКНОУ представляет собой сеть референчных станций, соединенных с центром сбора и обработки информации. СКНОУ строится в соответствии со стандартами EUPOS с применением технологии FKP [1]. В настоящее время завершается развертывание подсистемы СКНОУ, которая обслуживает потребителей, оснащенных одночастотной кодовой навигационной GPS аппаратурой. Для оценки эффективности работы этой подсистемы СКНОУ и выбора путей улучшения её характеристик необходимо осуществлять периодический контроль распределения погрешностей определения координат потребителя по территории Украины при использовании дифференциальной корректирующей информации СКНОУ. В работе предлагается методика, которая позволит решить данную проблему при сравнительно небольших затратах.

Сущность. Наиболее естественный способ тестирования работы СКНОУ состоит в следующем (в дальнейшем в работе этот способ называется методом тестовых измерений в реальном времени). На территории Украины осуществляется выбор эталонных точек, в которых будут проводиться тестовые измерения. Потребители, оснащенные навигационной аппаратурой и устройствами приема поправок от СКНОУ, размещаются в эталонных точках и проводят сеанс навигационных определений, в ходе которого они определяют свое местоположение с применением поправок СКНОУ. Полученные в ходе сеанса навигационных определений координаты сравниваются с эталонными координатами и по результатам сравнения делается вывод о качестве работы СКНОУ. Основным недостатком метода тестовых измерений в реальном времени является то, что он требует довольно больших материальных затрат. Так, для того чтобы охватить всю территорию Украины нужно привлечь несколько десятков, а то и сотен, потребителей, оснащенных соответствующей навигационной аппаратурой и средствами приема поправок от СКНОУ, разместить их в заранее выбранных эталонных точках и синхронизировать их работу. В связи с этим возникает необходимость найти другой способ решения задачи тестирования работы СКНОУ. В качестве такого способа в работе предлагается способ, условно названный «методом виртуальных тестовых навигационных приемников».

Прежде чем описать предлагаемый способ, рассмотрим процесс определения координат потребителя с использованием одночастотной навигационной GPS аппаратуры.

Одночастотная кодовая навигационная GPS аппаратура осуществляет определение координат потребителя на основе измерений псевдодальностей по спутникам системы GPS. Условно измеренную относительно какого-нибудь спутника системы GPS псевдодальность PR можно представить в виде [2]:

$$PR = R(\overrightarrow{x_{user}}, \overrightarrow{x_{sv}}) + c \cdot (\Delta t_{user} - \Delta t_{sv}) + \Delta_{syst} + \delta_{fluct} \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме; $\overrightarrow{x_{user}}$ – координаты потребителя (неизвестная величина); Δt_{user} – смещения шкалы времени навигационного приемника потребителя от шкалы времени системы GPS; $\overrightarrow{x_{sv}}$ – оценка координат спутника, полученная по информации, передаваемой с борта спутника; Δt_{sv} – оценка смещения шкалы времени спутника относительно шкалы времени системы GPS, полученная по информации, передаваемой с борта спутника; Δ_{syst} – суммарная систематическая погрешность определения псевдодальности; δ_{fluct} – суммарная флуктуационная погрешность определения псевдодальности.

Величина Δ_{syst} может быть представлена в виде:

$$\Delta_{syst} = Ef - c \cdot \delta\Delta t_{sv} + Trop + Iono , \quad (2)$$

где Ef – составляющая, обусловленная погрешностями определения координат спутника по информации, передаваемой с борта спутника; $\delta\Delta t_{sv}$ – погрешность определения смещения шкалы времени спутника относительно шкалы времени системы GPS по информации, передаваемой с борта спутника; $Trop$ – величина, обусловленная задержкой сигнала спутника в тропосфере; $Iono$ – величина, обусловленная задержкой сигнала спутника в ионосфере.

Величина δ_{fluct} может быть представлена в виде:

$$\delta_{fluct} = MP + \delta N , \quad (3)$$

где MP – погрешность измерения псевдодальности, обусловленная наличием эффекта многолучевости в точке расположения потребителя; δN – погрешность, обусловленная наличием шумов в результатах измерений.

Как следует из соотношения (1), точность определения координат потребителя зависит от величины суммарной систематической погрешности Δ_{syst} и от величины суммарной флуктуационной погрешности δ_{fluct} . Назначение системы СКНОУ (как и любой другой системы формирования дифференциальной корректирующей информации) состоит в том, чтобы формировать дифференциальную корректирующую информацию, которая будет уменьшать вклад именно суммарной систематической погрешности Δ_{syst} . Допуская вольность речи, можно сказать, что СКНОУ доставляет потребителю величину $\Delta_{syst}^{estim}(\overrightarrow{x_{user}})$, которая является оценкой суммарной систематической погрешности Δ_{syst} в точке расположения потребителя. После внесения поправок, величина скорректированной $PR_{correct}$ псевдодальности может быть записана в виде:

$$PR_{correct} = R(\overrightarrow{x_{user}}, \overrightarrow{x_{sv}}) + c \cdot (\Delta t_{user} - \Delta t_{sv}) + (\Delta_{syst} - \Delta_{syst}^{estim}(\overrightarrow{x_{user}})) + \delta_{fluct} , \quad (4)$$

Таким образом, точность определения координат потребителя зависит от величин $(\Delta_{syst} - \Delta_{syst}^{estim}(\overrightarrow{x_{user}}))$ и δ_{fluct} . Поскольку величина δ_{fluct} определяется исключительно аппаратурой потребителя и условиями проведения навигационных измерений (поэтому, при тестировании работы СКНОУ методом тестовых измерений в реальном времени необходимо принять меры для того чтобы максимально уменьшить величину δ_{fluct}), то для того, чтобы охарактеризовать качество работы СКНОУ, достаточно оценить величину $(\Delta_{syst} - \Delta_{syst}^{estim}(\overrightarrow{x_{user}}))$.

В настоящее время существует сервис [3, 4], который предоставляет в послесекундном режиме данные, позволяющие в любой точке Земного шара (в том числе и на территории Украины) в любой момент времени определить величину слагаемых Ef , $\delta\Delta t_{sv}$ и

$Iono$ в параметре Δ_{syst} . Оценка величины параметра $Trop$ в тестовых точках, может быть выполнена на основе функциональной зависимости параметра $Trop$ от координат точек на территории Украины. Данная функциональная зависимость может быть построена, например, на основе данных метеорологических станций (давление, температура, влажность) или же на основе результатов измерений перманентных станций, расположенных на территории Украины.

Следовательно, существует возможность определить в послесеансном режиме для любой точки территории Украины (на заданный момент времени) по какому рабочему созвездию работал бы одночастотный кодовый навигационный приемник, если бы он находился в этой точке, а также для каждого спутника из рабочего созвездия определить величину $(R(\overrightarrow{x_{user}}, \overrightarrow{x_{sv}}) + c \cdot (\Delta t_{user} - \Delta t_{sv}) + \Delta_{syst})$. Данная величина равна результату измерения псевдодальности, который должен был бы получить этот навигационный приемник (в данной точке и в данный момент времени) при условии отсутствия флуктуационных погрешностей. Эти соображения лежат в основе метода виртуальных тестовых навигационных приемников, который предлагается использовать для тестирования СКНОУ (наряду с методом измерений в реальном времени). В соответствии с методом виртуальных тестовых навигационных приемников, тестирование работы СКНОУ проводится в следующей последовательности:

1) На территории Украины задается набор эталонных точек, для которых будет проводиться исследование. Эти точки используются для «размещения» виртуальных тестовых навигационных приемников, т.е. для этих точек будет формироваться рабочее созвездие и определяться какие значения измеренных псевдодальностей получил бы реальный навигационный приемник, при условии что он выполнял бы измерения в данной точке в данный момент времени и при отсутствии флуктуационного слагаемого в псевдодальности (т.е. при условии, что в соотношении (1) величина $\delta_{fluct} = 0$);

2) Задаются моменты времени, на которые осуществляется формирование результатов измерений виртуальных тестовых навигационных приемников. На эти моменты времени должны быть записаны дифференциальные поправки, сформированные СКНОУ (т.е. должны быть заархивированы дифференциальные поправки, которые сформировала СКНОУ в эти моменты времени);

3) На каждый заданный момент времени для каждого виртуального тестового навигационного приемника определяются:

3.1) Рабочее созвездие виртуального навигационного приемника;

3.2) Для каждого спутника из рабочего созвездия определяются величина псевдодальности, которую бы измерил реальный приемник, при условии отсутствия многолучевости и шумов измерения (т.е. при условии, что $\delta_{fluct} = 0$). Для вычисления псевдодальности используются точные эфемериды [3] и точная модель ионосферы [4,5], которые сформированы на данный момент времени, а также величина тропосферной задержки, полученная, например, в результате обработки данных от перманентных станций, расположенных на территории Украины;

3.3) Используя заархивированные на данный момент дифференциальные поправки СКНОУ производится коррекция псевдодальностей (т.е. определяется величина $PR_{correct}$ в соответствии с формулой (4), при условии, что $\delta_{fluct} = 0$) и решается навигационная задача. Далее определяется отклонение координат, полученных в результате решения навигационной задачи, от эталонных координат.

Очевидно, что метод виртуальных тестовых навигационных приемников позволяет (правда в послесеансном режиме) определить распределение по территории Украины погрешностей навигационных определений с использованием дифференциальной корректирующей информации СКНОУ. Этот метод целесообразно использовать совместно с методом тестовых измерений в реальном времени. Например, может быть

предложена следующая методика такого тестирования. На первом этапе, с помощью метода виртуальных тестовых станций определяются на территории Украины точки тестирования. В качестве таких точек целесообразно выбирать точки, в которых обеспечивается наименьшая и наибольшая погрешность определения координат потребителя. На втором этапе, в точках тестирования производятся реальные навигационные измерения с привлечением дифференциальных поправок СКНОУ. На третьем этапе, на моменты времени выполнения тестирования в реальном времени, повторно проводятся вычисления с использованием метода виртуальных тестовых навигационных приемников.

Выводы. Для тестирования систем формирования дифференциальной коррекции, подобных СКНОУ, целесообразно использовать комбинированный подход, который включает как проведение натуральных испытаний, так и метод виртуальных тестовых навигационных приемников. Такой подход позволяет, во-первых, построить карты распределения погрешностей навигационных определений, выполняемых с применением дифференциальных поправок, формируемых данной системой; во-вторых, проверить работу аппаратной части тестируемой системы формирования дифференциальной коррекции.

Литература

1. EUPOS. European Position Determination System. Standard Summary. Topicality June 11, 2003.
2. Kaplan Elliot D./ Understanding GPS. Principles and Applications./ ARTECH HOUSE, INC. 1996.
3. <ftp://igsch.jpl.nasa.gov/igsch/product/>
4. <http://www.aiub.unibe.ch>
5. Boubeker Belabbas / UERE Analysis for Static Single Frequency Positioning Using Data of IGS Stations / ION NTM 2005, 24-26 January 2005, San Diego, CA.

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ GPS-НАБЛЮДЕНИЙ

А.И.Яковченко

ОАО «АО Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений»

61054 Украина, г. Харьков, ул. Академика Павлова, 271, тел. (057) 738-32-00,

E-mail: yakovchenko@niiri.kharkov.com; факс (057) 738-41-12

Comparative description of different methods of navigation determinations is resulted in the article, the results of determinations are resulted in the different modes. It is rotined that the use of technology of the exact keeping allows by the unique receiver to arrive at exactness of determinations, comparable with the method of relative determinations.

Введение. Классическим методом повышения точности навигационных определений является использование дифференциального (относительного) режима определений (DGPS). DGPS предполагает использование одного или более базовых приёмников, размещённых в точках с известными координатами, которые одновременно с приёмником потребителя (подвижным, или роверным приёмником) осуществляют приём сигналов одних и тех же спутников. Повышение точности навигационных определений достигается за счёт того, что ошибки измерения навигационных параметров роверного и базовых приёмников являются похожими (коррелированными). При формировании разностей измеряемых параметров большая часть систематических погрешностей компенсируется. Недостатки и ограничения DGPS вытекают из самого принципа измерений. Во-первых, для проведения измерений необходимо наличие одного или более дополнительных базовых приёмников, что значительно удорожает съёмку и не всегда может быть осуществимо. Во-вторых, точность DGPS-измерений зависит от степени коррелированности ошибок измерений. При уменьшении корреляции ошибок (а это происходит при удалении роверного приёмника от базового, а также при различных условиях проведения измерений) эффективность метода DGPS снижается и может быть вообще сведена к нулю. Кроме того, при DGPS-измерениях компенсируются только систематические ошибки, такие, как неточности знания эфемерид и часов спутника, неточности компенсации ошибок атмосферы, а случайные ошибки, такие, как многолучёвость, шумовые ошибки приёмников, оказываются некомпенсированными. Последние достижения в области обработки GPS-наблюдений показывают, что с использованием одного приёмника и продуктов IGS в послесеансном режиме возможно получение точности, сравнимой с точностью DGPS. Такой метод получил название технологии точного позиционирования – PPP (Precise Point Positioning). В последнее время этот метод набирает популярность и может составить серьёзную конкуренцию DGPS. Достаточно упомянуть процессор PPP в ПО GrafNav/GrafNet, ПО IPAS PPP фирмы Leica, онлайн-сервис Canadian Spatial Reference System (CSRS) по обработке файлов потребителя в режиме PPP.

Описание технологи точного позиционирования и сравнение результатов обработки в различных режимах. Рассмотрим основные факторы, влияющие на точность навигационных определений. В таблице приведены основные источники ошибок и их вклад в результирующую погрешность [1]. В результате влияния указанных ошибок координаты потребителя определяются с погрешностью, которая зачастую не удовлетворяет требованиям потребителя. Типичная картина результатов абсолютных определений представлена на рис. 1 и 2. При измерениях потребитель оставался неподвижным, но решение производилось независимо в каждой точке. Истинные координаты потребителя на рис. 1 обозначены прямоугольником, истинная высота на рис. 2 обозначена горизонтальной прямой.

При использовании дифференциального режима навигационных определений большая часть систематических погрешностей, приведенных в таблице, компенсируется. Результаты определения координат потребителя в дифференциальном режиме приведены на рис. 3 и 4.

Основные источники ошибок GPS-наблюдений

Сегмент	Источник ошибки	Среднеквадратическая ошибка, м
Космический сегмент	Стабильность часов спутника	3.0
	Предсказуемость пертурбаций спутника	1.0
	Другие (термальная радиация и т.д.)	0.5
Сегмент контроля	Ошибка предсказания эфемерид	4.2
	Другие (работа двигателя и т.д.)	0.9
Пользовательский сегмент	Ионосферная ошибка	2.3
	Тропосферная ошибка	2.0
	Шумы приёмника	1.5
	Многолучёвость	1.2
	Другие (межчастотные смещения и т.д.)	0.5

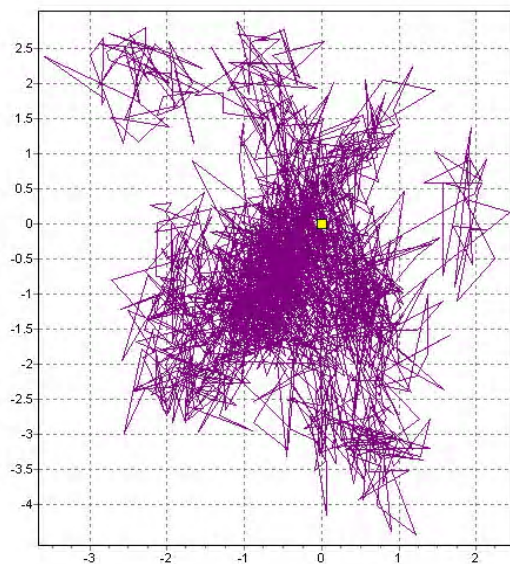


Рис. 1. Результаты абсолютных определений координат потребителя в плоскости горизонта

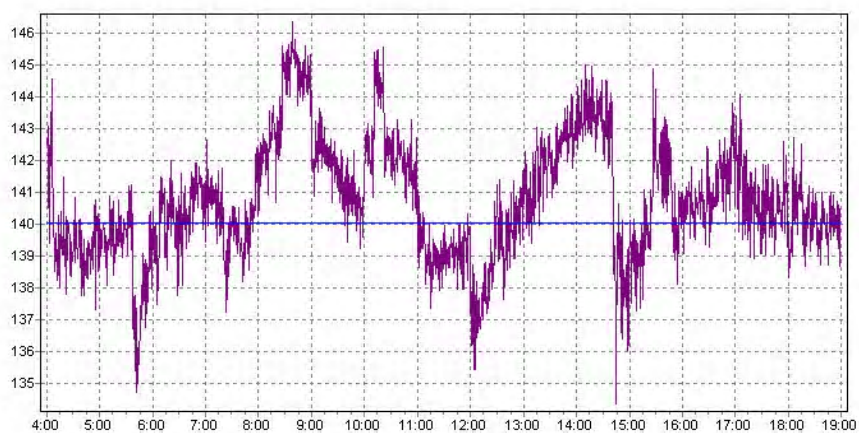


Рис. 2. Результаты абсолютных определений координат потребителя по высоте

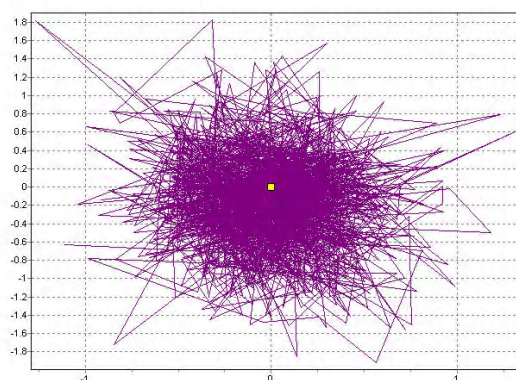


Рис. 3. Результаты относительных определений координат потребителя в плоскости горизонта

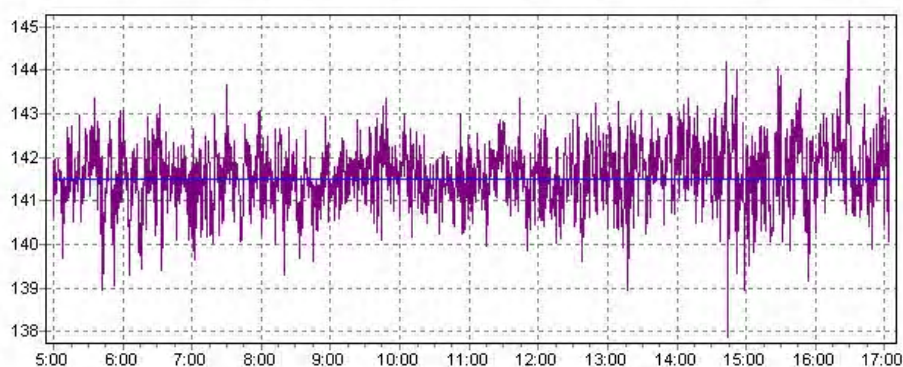


Рис. 4. Результаты относительных определений координат потребителя по высоте

Сравнение результатов показывает, что за счёт компенсации коррелированных систематических ошибок в режиме относительных определений координаты потребителя определяются гораздо точнее.

Вместе с тем, ошибки наблюдений, приведенные в таблице, можно скомпенсировать и другими способами. В частности, ошибки часов спутника и ошибки эфемерид можно значительно уменьшить, используя точные параметры часов спутника и точные эфемериды, распространяемые Международной службой IGS (International GPS Service). Точность финальных эфемерид IGS составляет 3-5 см, точность параметров часов – 0,1 нс. При использовании одночастотных приёмников, когда нет возможности скомпенсировать ионосферную задержку по двухчастотным измерениям, возможно использование глобальных ионосферных карт. Карты представляют собой значения вертикальной электронной концентрации (TECU) в узлах сетки, расположенных по всей поверхности Земли и позволяют рассчитать ионосферную задержку в любой точке. Точность таких карт составляет 8-9 TECU. Вместе с ионосферными картами передаются уточнённые оценки межчастотных смещений в аппаратуре спутника.

Использование продуктов IGS положено в основу метода PPP. Кроме того, при применении PPP учитываются дополнительные «тонкие» эффекты, которые обычно не используют в режиме DGPS, в частности, моделируются приливы земной поверхности, учитывается т.н. «wind-up effect» - смещение фазового центра спутника при его наблюдении под разными углами, межчастотные смещения в приёмнике. Всё это позволяет достигать сантиметровой точности определения координат потребителя при использовании единственного роверного приёмника (без базового). Так, заявленная точность определе-

ния координат ПО GrafNav/GrafNet в режиме PPP составляет 2-10 см в статике и 10-40 см в кинематике.

На рис. 5 и 6 представлены результаты определения координат потребителя, полученные с помощью точных эфемерид, параметров часов, учёте влияния приливов земной поверхности и сглаживания кодовых измерений с помощью фазовых.

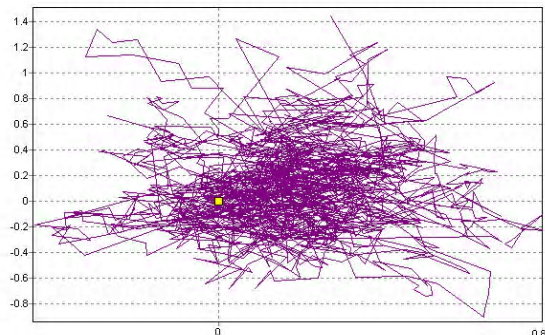


Рис. 5. Результаты определений координат потребителя в плоскости горизонта при применении технологии точного позиционирования



Рис. 6. Результаты определений координат потребителя по высоте при применении технологии точного позиционирования

Как видно из рисунков, точность навигационных определений по сравнению с режимом абсолютных определений (рисунки 1 и 2) значительно возросла и сравнима с режимом DGPS (рисунки 3 и 4).

Заключение. Применение технологии точного позиционирования позволяет при использовании единственного роверного приёмника получать в послесеансном режиме обработки точность навигационных определений, сравнимую с точностью определений в дифференциальном режиме.

Литература

1. *Elliott D.Kaplan*, Understanding GPS: Principles and Applications // Artech House, Boston, London, 1996.
2. Airborne Precise Point Positioning (PPP) in GrafNav 7.80 with Comparisons to Canadian Spatial Reference System (CSRS) Solutions // Waypoint Products Group NovAtel Inc. December 2006.
3. http://www.geod.nrcan.gc.ca/ppp_e.php. 4. <http://igs.org>.

АНАЛИЗ РАБОТЫ ДЕЙСТВУЮЩЕГО ФРАГМЕНТА КОВОЙ ПШДК СКНОУ

Галевич М.Н., Конышева Г.Н.

Открытое акционерное общество «АО Научно-исследовательский институт
радиотехнических измерений»

61054, г. Харьков, ул. Академика Павлова 271, тел. 738-32-00,

E-mail: galevich@niiri.kharkov.com; факс (+380 057) 738-41-12

This article contains results of research of working fragment of Coordinate Navigation Maintenance System of Ukraine with use of the information from the permanent reference stations located in the territory of Ukraine.

Введение. Назначением Системы Координатно-временного Обеспечения Украины (СКНОУ), создаваемая в Украине, является в первую очередь, формирование и доставка в реальном времени потребителям дифференциальной корректирующей информации. СКНОУ строится в соответствии со стандартами EUPOS [1]. На данном этапе завершается развертывание подсистемы СКНОУ, которая будет предоставлять дифференциальную корректирующую информацию потребителям, оснащенным одночастотной кодовой навигационной аппаратурой, способной обрабатывать поправки в формате RTCM. В работе эта подсистема будет называться кодовой Подсистемой Широкозонных Дифференциальных Коррекций (кодовой ПШДК). Формирование дифференциальной корректирующей информации в кодовой ПШДК осуществляется по технологии FKP, предусмотренной EUPOS [1].

В соответствии с этой технологией потребителю предоставляются следующие типы RTCM сообщений: сообщение типа 1 (содержит дифференциальные поправки в псевдодальности спутников системы GPS); сообщение типа 59 (содержит поправочные коэффициенты для уточнения данных сообщения типа 1 на местоположение потребителя, в соответствии с технологией FKP); сообщение типа 3 (содержит координаты референционной станции, относительно которой сформированы сообщения типов 1 и 59).

Основным средством доставки дифференциальной корректирующей информации в кодовой ПШДК СКНОУ является Internet. В настоящее время стоит задача проведения тестирования работы действующего фрагмента кодовой ПШДК СКНОУ в составе референционных станций, расположенных в г.г. Харьков, Чернигов и Евпатория (в ближайшее время планируется ввести в эксплуатацию новые референционные станции). Проведение тестирования в реальном времени требует привлечения значительных материальных ресурсов, т.к. необходимо провести измерения в различных точках территории Украины. В то же время, на территории Украины действует сеть перманентных референционных станций, измерения которых могут быть использованы для тестирования работы СКНОУ, а именно для уточнения распределения по территории Украины погрешностей вычисления координат потребителя с использованием дифференциальной корректирующей информации СКНОУ.

Целью исследования является тестирование действующего фрагмента кодовой ПШДК СКНОУ с использованием информации от действующих на территории Украины перманентных референционных станций. Критерием оценки качества работы действующего фрагмента кодовой ПШДК СКНОУ является точность определения координат потребителя, оснащенного одночастотной кодовой навигационной GPS аппаратурой и использующего дифференциальную корректирующую информацию СКНОУ.

Сущность. Оценка проведена на основе измерительной информации перманентных референционных станций, расположенных на территории Украины. На рис. 1 приведена карта Украины, на которой звездочками обозначены референционные станции, входящие в состав кодовой ПШДК СКНОУ, а белыми квадратами обозначены перманентные референционные станции.



Рис. 1. Карта размещения по территории Украины действующих референционных станций кодовой ПШДК СКНОУ (обозначены звездочками) и перманентных станций, /использованных для оценки точности (обозначены белыми квадратами)

В табл. 1 приведены координаты перманентных станций, а в табл. 2 приведены расстояния от перманентных референционных станций до референционных станций из состава действующего фрагмента кодовой ПШДК СКНОУ.

Таблица 1

Координаты перманентных станций

	Широта (град)	Долгота (град)
ALCI (Алчевск)	48.46	38.91
UZHL (Ужгород)	48.63	22.3
SULP (Львов)	49.84	24.01
POLV (Полтава)	49.6	34.54
MIKL (Николаев)	46.97	31.97
GLSV (Голосеево)	50.36	30.5

Таблица 2

Расстояния от перманентных станций до референционных станций действующего фрагмента ПШДК СКНОУ

	CHRS(Чернигов)	EVRS(Евпатория)	KHRS(Харьков)
ALCI(Алчевск)	639.3	565.9	255.7
UZHL(Ужгород)	721.8	908.9	1028
SULP(Львов)	550.5	857.7	882
POLV(Полтава)	310.7	497.8	135.5
MIKL(Николаев)	507.2	215.5	465.8
GLSV(Голосеево)	141.4	605.5	417.4

Оценка точности проводилась по следующей методике.

На первом этапе были выбраны интервалы времени и на этих интервалах времени были зарегистрированы дифференциальные поправки, сформированные действующим фрагментом кодовой ПШДК СКНОУ, а именно были зарегистрированы RTCM сообщение типа 1, RTCM сообщение типа 59 и RTCM сообщение типа 3. Для расчетов были выбраны следующие интервалы: 17 июля ($9^{21} - 15^{54}$); 18 июля ($9^{00} - 11^{14}$); 21 июля ($13^{00} - 15^{57}$).

На втором этапе по результатам измерений на частоте L1, выполненных перманентными референсными станциями в эти интервалы времени, было проведено решение навигационной задачи с применением зарегистрированных дифференциальных поправок действующего фрагмента кодовой ПШДК СКНОУ.

Координаты, полученные в результате решения навигационной задачи, пересчитывались в опорную местную систему координат (ОМСК) данной перманентной референционной станции.

ОМСК задается следующим образом:

- центр – эталонными координатами данной перманентной станции;
- ось O_x – направлением «Юг-Север»;
- ось O_z – направлением «Запад-Восток»;
- ось O_y – направлением «надир-зенит».

Таким образом, значения координат, пересчитанных в ОМСК, являются фактически погрешностями определения координат потребителя с использованием дифференциальной корректирующей информации, сформированной данным фрагментом кодовой ПШДК СКНОУ в направлениях «Юг-Север», «Запад - Восток», вертикаль.

Для оценки точности были построены гистограммы распределения погрешностей определения координат в горизонтальной плоскости и по вертикали. В качестве критерия величины погрешности был использован уровень 95%, что соответствует 2σ для нормального распределения. В таблице 3 приведены: результаты в горизонтальной плоскости; в табл. 4 - по вертикали.

17 июля на интервале $9^{21} - 15^{54}$ в RINEX файле станции ALCI отсутствуют данные. Поэтому в табл. 3 и 4 в колонке, соответствующей 17.07.2008 отсутствуют данные для перманентной станции ALCI.

Таблица 3

Граница 95% интервала (м) распределения погрешностей определения координат потребителя в горизонтальной плоскости

	17.07.2008	18.07.2008	21.07.2008
ALCI	-	1.43	1.76
UZHL	3.17	2.58	3.69
SULP	2.58	2.44	2.56
POLV	1.09	0.91	1.20
MIKL	1.61	1.35	1.53
GLSV	1.42	1.15	1.33

Таблица 4

Граница 95% интервала (м) распределения погрешностей определения координат потребителя по вертикали

	17.07.2008	18.07.2008	21.07.2008
ALCI	-	1.80	1.96
UZHL	5.26	5.33	7.23
SULP	3.21	4.16	4.89
POLV	1.51	1.24	1.57
MIKL	1.85	1.82	2.26
GLSV	1.78	1.49	1.87

Выводы. Как следует из результатов расчетов, действующий фрагмент кодовой ПШДК СКНОУ, в составе референчных станций, расположенных в гг. Харьков, Чернигов, Евпатория, позволяет потребителю, оснащенному одночастной кодовой навигационной GPS аппаратурой, определять свои координаты с погрешностью (2σ) от 0.91м до 3.69м по горизонтали; и от 1.24м до 7.23м по вертикали. Величина погрешности зависит от расстояния между перманентными станциями и референчными станциями СКНОУ. Так для наиболее близко расположенных перманентных станций ALCI (Алчевск), POLV(Полтава), MIKL (Николаев) и GLSV (Голосеево) погрешность (2σ) определения координат составляет 0.91м – 1.76м по горизонтали и 1.24м – 1.96м по вертикали. Для удаленных станций погрешность определения координат потребителя существенно возрастает и составляет 2.44м – 3.69м по горизонтали и 3.21м – 7.23м по вертикали.

На основании полученных результатов можно сделать следующий вывод: действующий фрагмент кодовой ПШДК СКНОУ позволяет потребителю определять в реальном времени свои координаты с погрешностью: не больше 1.76м по горизонтали и 1.96м по высоте на востоке Украины (где дислоцирован указанный фрагмент СКНОУ).

Для повышения точности навигационных определений для западной Украины необходимо расширить сеть референчных станций кодовой ПШДК СКНОУ.

Литература

1. EUPOS. European Position Determination System. Standard Summary. Topicality June 11, 2003.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ КОНЦЕНТРАЦИИ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАЗЕМНЫХ РТК СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Д.П. Пашков, Козелкова Е.С., Ломоносов С.Е., Рачинский А.П.

Национальная академия обороны Украины

г. Киев, пр. Воздухофлотский, 28, eptk@spacecenter.gov.ua.

Национальная академия обороны Украины

г. Киев, пр. Воздухофлотский, 28, eptk@spacecenter.gov.ua.

Национальный центр управления и испытаний космических средств

г. Евпатория-19, ckkp@spacecenter.gov.ua.

Национальный центр управления и испытаний космических средств

г. Евпатория-19, ckkp@spacecenter.gov.ua.

Введение. Основная особенность спутниковых линий связи (СЛС) – наличие больших энергетических потерь радиосигнала, обусловленных затуханием на трассе распространения. Помимо ослабления, сигнал подвержен искажениям из-за большого количества различных воздействий [1]. Одним из существенных факторов влияющих на радиосигналы при его распространении являются частотно-селективные замирания [2,3] в ионосферном слое атмосферы Земли, которые приводят к изменению его параметров.

В этих условиях задача моделирования состояния ионосферы является актуальной и позволяет осуществлять оценку качества функционирования спутниковых в сложных условиях помеховой обстановки, возникающих на трассе распространения радиоволн (РРВ).

Постановка задачи. Таким образом, необходимо произвести математическое моделирование состояния ионосферы приемлемое для анализа влияния факторов трансionoсферного РРВ на помехоустойчивость приемных устройств СЛС.

Решение задачи. Как известно основное влияние на помехоустойчивость СЛС оказывают частотно-селективные замирания, зависящие от распределения ЭК ионосферы [4], которая по высоте может характеризоваться совокупностью некоторого регулярного среднего значения и случайными отклонениями в пространстве относительно этого среднего. Детерминированную составляющую распределения ЭК можно охарактеризовать с помощью интегральной средней. Согласно ее модель представляется в виде однородного слоя с эквивалентной толщиной z_0 и электронной концентрацией $N_{эм}$.

Флуктуационная составляющая распределения ЭК в неоднородностях ионосферы по всей ее толщине z_0 , определяется флуктуациями интегральной средней ЭК [3]. Тогда ее модель представляется в виде тонкого слоя неоднородностей с флуктуациями ЭК $\Delta N_r(\rho)$, размещенного на выходе ионосферного слоя толщиной z_0 .

Таким образом, комплексную модель распределения ЭК в ионосфере можно представить в виде совокупности однородного слоя толщиной z_0 с электронной концентрацией $N_{эм}$ и расположенного над ним тонкого слоя неоднородностей с флуктуациями ЭК, соответствующими $\Delta N_r(\rho)$.

Математический аппарат описания пространственных неоднородностей ЭК ионосферы представляется в виде статистического однородного случайного поля со стандартным среднеквадратическим отклонением $\sigma_{\Delta N_e} = \text{const}$ и математическим ожиданием $\Delta N_e(r) = 0$. Поэтому наиболее полно флуктуации ЭК ионосферы в пространстве описывается их корреляционной функцией, либо связанным с ней преобразованием Винера-Хинчена пространственным спектром флуктуаций ЭК. Последний характеризует распределение дисперсии флуктуаций ЭК $\sigma_{\Delta N_e}$ по различным участкам диапазона пространственных частот $k = 2\pi/l$. Область применения размеров неоднородностей l (для турбулентного механизма их образования) рассматривается в инерционном интервале $l_m < l < L_0$, где l_m , L_0 соответственно, внутренний и внешний масштабы ионосферных турбулентностей.

Более простой количественной характеристикой флуктуаций ЭК в ионосфере является интенсивность ее неоднородностей $\beta = \sigma_{\Delta N_e} / N_{эп}$ [3]. В соответствии с условием статисти-

ческой однородности ионосферы считается, что β остается примерно постоянной для любой высоты

Согласно экспериментальным данным [33-35], пространственный спектр неоднородностей невозмущенной ионосферы имеет степенную зависимость от $k=2\pi/l$ вида $\Phi_{\Delta N_e}(K) \sim K^{-p}$, где спектральный показатель $p \approx 4$. При этом размеры турбулентных неоднородностей ионосферы находятся в интервале от единиц метров (l_m) до 30 км (L_0). Интенсивность неоднородностей в зависимости от географической широты имеет значение $\beta \sim 10^{-2} - 10^{-1}$ (нижнее значение более характерно для среднеширотной ионосферы, верхнее – для экваториальной и высокоширотной).

Кроме того флуктуации ЭК в ионосфере следует рассматривать не только в пространстве, но и во времени. Временные изменения ЭК обусловлены как перемещениям турбулентных неоднородностей под воздействием ионосферных ветров, так и внутренним развитием этих турбулентностей во времени [60,61,62]. При моделировании этих вопросов обычно полагается справедливой гипотеза “замороженности”, состоящая в том, что турбулентные вихри размером l не меняют заметно своей структуры в течение времени, требуемого для перемещения этих вихрей на расстояние l . Количественно интенсивность флуктуации ЭК характеризуется интервалом временной когерентности, где значение интервалов корреляции, с учетом наименьших масштабов ионосферных неоднородностей l_m и скорости их перемещения $v_0 \sim 20-300$ м/с [2], составляют примерно $10^{-1}-10^{-2}$ с. Поскольку передаваемые в СЛС сигналы имеют длительность обычно не превышающую нескольких миллисекунд, то при построении ее математической модели влиянием других временных флуктуаций ЭК можно пренебречь.

Флуктуации интегральной ЭК ионосферы описываются аналогичными статистическими характеристиками: корреляционной функцией, постоянным СКО и нулевым математическим ожиданием.

Выводы. Таким образом, разработана, математическая модель распределения ЭК в ионосфере для использования в решении задачи оценки помехоустойчивости приёмных устройств наземных РТК СЛС, которая описывается следующими физическими параметрами:

- эквивалентной толщины ионосферного слоя $z_0 \approx 500$ км с ЭК $N_{em} \approx 10^{11} - 10^{12}$ эл/м³, определяющих среднюю интегральную ЭК ионосферы $N_{T\text{ ср}} = z_0 N_{em}$;
- интенсивностью ионосферных неоднородностей и статистическими характеристиками флуктуаций ЭК в этих неоднородностях;
- пространственным спектром степенного вида (3.4) с внутренним и внешним масштабом неоднородностей в интервале от единиц метров (l_m) до 30 км (L_0), стандартной дисперсией флуктуаций ЭК и математическим ожиданием;
- статистическими характеристиками флуктуаций интегральной ЭК ионосферы, определяемыми приведенными выше параметрами.

Литература

1. Калинин А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. – М.: Связь, 1979. – 296 с.
2. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. – М.: Связь, 1969. – 155 с.
3. Альперт Я.Л. Распространение радиоволн в ионосфере. – М.: АН СССР, 1960. – 480 с.
4. Козелков С.В., Пашков Д.П. Разработка метода повышения помехоустойчивости СВЧ и КВЧ РТС // Системы контроля окружающей среды. – Севастополь: МГИ. 1999. – С.147-149.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ НАВИГАЦИИ

Орел А.В.

«ООО Навис-Украина»

20708, Смела, ул. Мазура 24, тел. (04733) 4-02-46

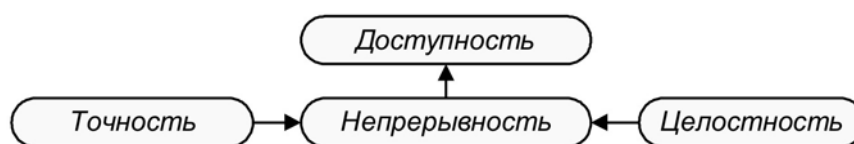
E-mail: sam_orel@mail.ru ; факс (04733) 4-43-54

The given work describes integrity conception for navigation as one of the main requirement for aviation. It consists review of all available data sources used in the multisystem navigation receiver for provide integrity requirements. Based on integrity requirements RAIM algorithm for produced navigation receivers was developed and realized. Practically implementation of RAIM was shown as a test results.

Главным требованием к навигационной системе является ее способность непрерывно определять координаты объекта с заданной точностью.

Однако, во время эксплуатации спутниковых систем для целей навигации могут возникать отказы спутников или наземной системы управления. Отказы могут привести к тому, что координаты объекта будут определяться с погрешностями, превышающими заданные. Поэтому на практике для оценки состояния СНС используется понятие целостности.

Под целостностью понимают способность системы обеспечить такое своевременное предупреждение, когда она не в состоянии удовлетворить требованиям к заданной точности. Поэтому одна из задач поддержания целостности в условиях информационной избыточности и при наличии отказа бортовой аппаратуры одного из спутников заключается в выявлении этого неисправного спутника, и исключении его из обработки (одновременный отказ двух или более спутников не рассматривается ввиду крайне малой вероятности этого события).



Целостность – Мера доверия, которая может быть отнесена к правильности информации, выдаваемой системой в целом. Целостность включает в себя способность системы обеспечить пользователя своевременными и обоснованными предупреждениями (срабатывания сигнализации).

Точность - Точность представляет собой степень соответствия между оцененными измерениями местоположения потребителя и истинным местоположением. В радионавигации характеристики точности обычно представлены как статистические измерения системной ошибки.

Непрерывность системы – это способность всей системы выполнять свои функции без прерывания и ухудшения характеристик. Точнее говоря, непрерывность является вероятностью того, что определенные системные характеристики будут выполнены (поддержаны) в процессе работы, предполагая что система была доступна в начале и прогнозируется существование для всего периода действия.

Доступность навигационной системы это способность системы обеспечивать требуемые функции и характеристики при проведении намеченной операции. Доступность есть индикация способности системы обеспечить используемый сервис на указанной зоне покрытия. Доступность является обоюдной функцией физических характеристик окружающей среды и технических возможностей передатчика.

Хотя средства системы управления КА сами по себе предусматривают обеспечение целостности задач навигации, он является недостаточным, поскольку аномалии могут существовать не выявленными в течение слишком длительного периода (особенно при использовании КА СНС ГЛОНАСС).

Необходимость в более высоком уровне целостности при использовании систем спутниковой навигации для авиации привело к появлению навигационных приемников, которые могут независимо или автономно контролировать целостность системы. Эта концепция известна под названием автономный контроль целостности приемником (RAIM).

Для использования в авиационной технике навигационная аппаратура должна удовлетворять ряду требований по целостности определенных ICAO и изложенных в GNSS Standards and Recommended Practices (SARPs) и RTCA DO-229C:

Typical Operation	Accuracy (95%)	Alert Limits	Integrity Risk	Time to Alert	Continuity Risk
En-route oceanic	3.7 km (H) N/A (V)	7.4 km (H) N/A (V)	$1-1 \times 10^{-7}/h$	300 s	$1-1 \times 10^{-4}/h$ to $1-1 \times 10^{-8}/h$
En-route continental	0.74 km (H) N/A (V)	3.7 km (H) N/A (V)	$1-1 \times 10^{-7}/h$	15 s	$1-1 \times 10^{-4}/h$ to $1-1 \times 10^{-8}/h$
En-route terminal	0.74 km (H) N/A (V)	1.85 km (H) N/A (V)	$1-1 \times 10^{-7}/h$	15 s	$1-1 \times 10^{-4}/h$ to $1-1 \times 10^{-8}/h$
NPA, departure	220 m (H) N/A (V)	556 m (H) N/A (V)	$1-1 \times 10^{-7}/h$	10 s	$1-1 \times 10^{-4}/h$ to $1-1 \times 10^{-8}/h$
APV I	16 m (H) 20 m (V)	40 m (H) 50 m (V)	$1-2 \times 10^{-7}/$ app (150 s)	10 s	$1-8 \times 10^{-6}/15s$
APV II	16 m (H) 8 m (V)	40 m (H) 20 m (V)	$1-2 \times 10^{-7}/$ app (150 s)	6 s	$1-8 \times 10^{-6}/15s$
CAT I	16 m (H) 4 m (V)	40 m (H) 10 m (V)	$1-2 \times 10^{-7}/$ app (150 s)	6 s	$1-8 \times 10^{-6}/15s$
CAT II/IIIa	3.6 m (H) 1.4 m (V)	10.4 m (H) 4.4 m (V)	$1 \times 10^{-9}/30s(H)$ $1 \times 10^{-9}/15s(V)$	1-2 s	$1-4 \times 10^{-6}/15s$
CAT IIIb	3.6 m (H) 1.4 m (V)	10.4 m (H) 4.4 m (V)	$1 \times 10^{-9}/30s(H)$ $1 \times 10^{-9}/15s(V)$	1-2 s	$1-2 \times 10^{-6}/30s(H)$ $1-2 \times 10^{-6}/15s(V)$

На сегодняшний день существует несколько способов осуществления контроля целостности системы:

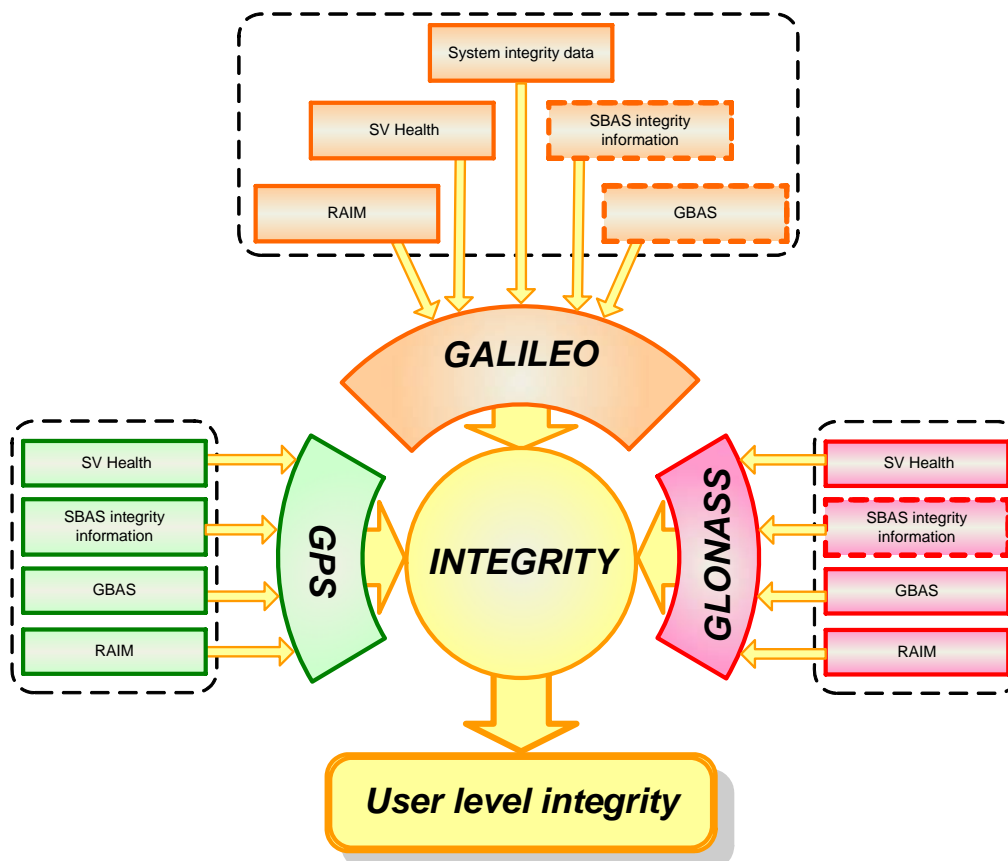
- контроль целостности на главной станции управления системы;
- контроль на контрольно-корректирующей станции (при использовании дифференциального режима (GBAS, SBAS));
- автономный контроль целостности приемником (RAIM);

Алгоритм RAIM дает ответ на два вопроса:

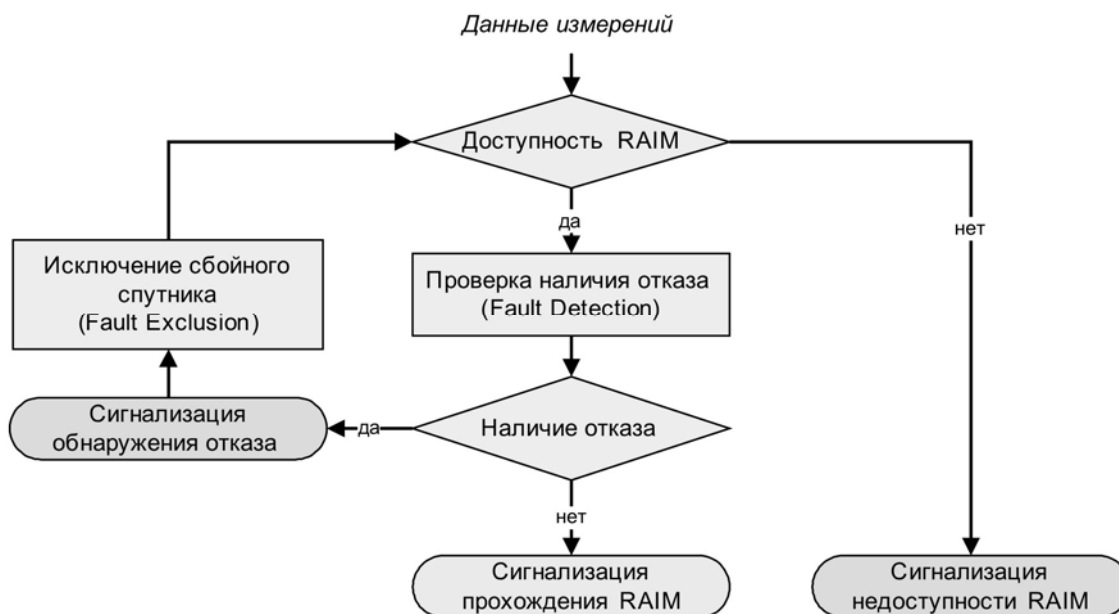
1. вышел ли НКА GPS из строя?
2. если да, то какой из КА вышел из строя?

Использование алгоритма RAIM требует избыточности измерений, то есть для решения задачи определения координат требуется 4 спутника. Для выявления аномалии спутника требуется, по крайней мере, 5 спутников и минимум шесть для исключения неисправного КА из решения навигационной задачи.

В мультисистемном приемнике спутниковой навигации для обеспечения целостности могут использоваться данные от разных источников:

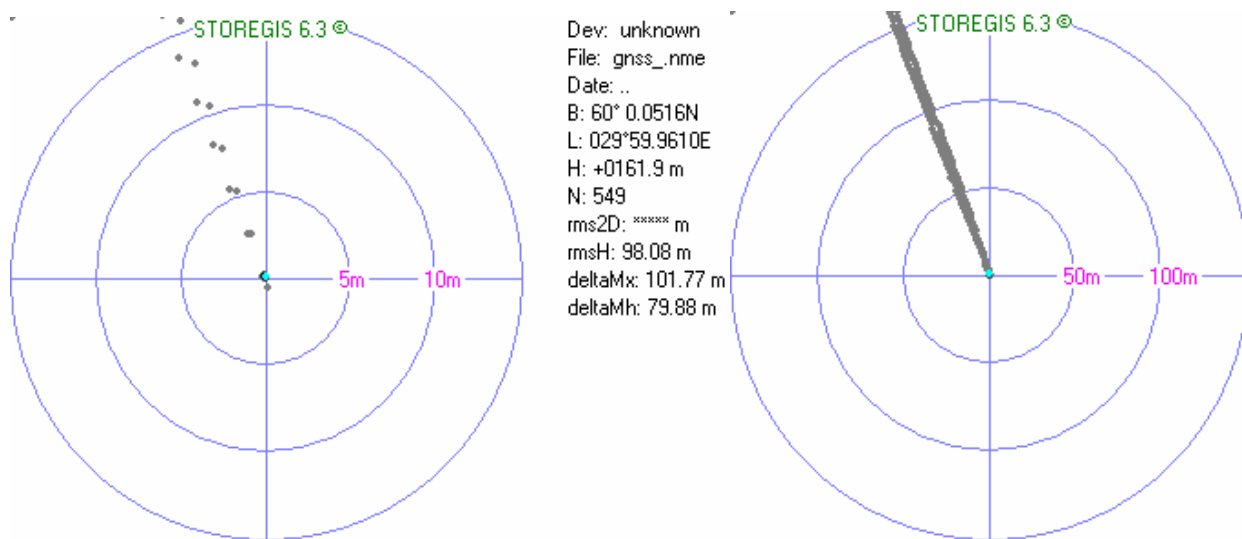


Поскольку наше предприятие специализируется на разработке навигационной аппаратуры авиационного применения, то на текущий момент вся производимая нами аппаратура содержит функцию контроля целостности RAIM. В общем виде функцию RAIM можно представить в следующем виде:

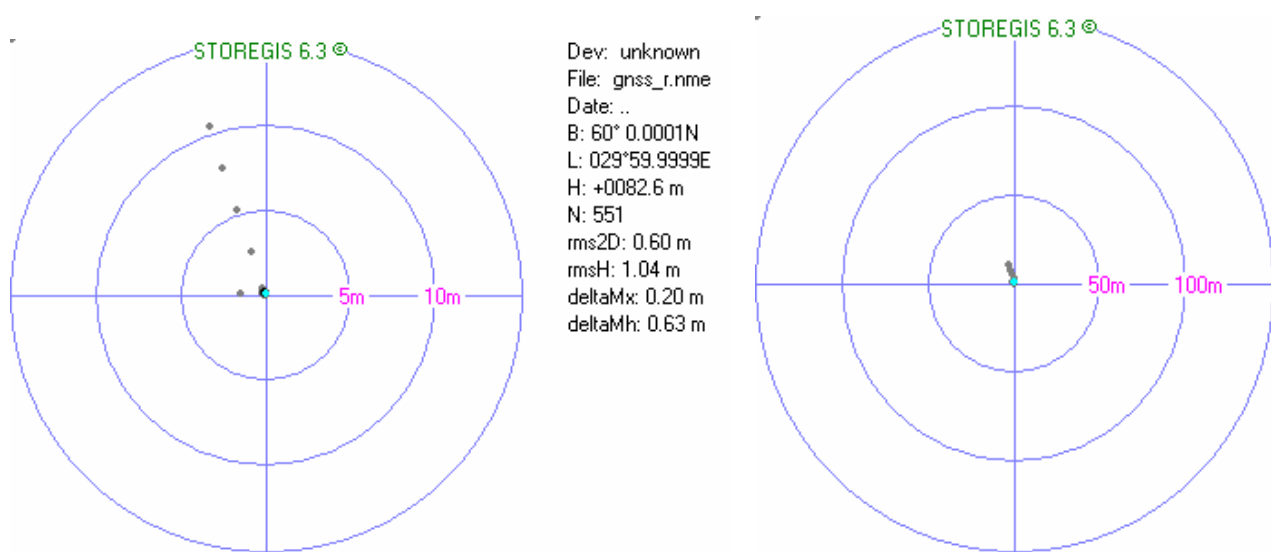


Результат работы алгоритма RAIM приведен ниже. Показано определение местоположения при наличии сбойного спутника без использования алгоритма RAIM и при его использовании.

Для проверки работы алгоритма RAIM использовался сценарий имитации, в котором в один из спутников вводится линейно нарастающая ошибка в псевдодальности.



Без использования RAIM



С использованием RAIM

МОНИТОРИНГ СНС НА ПРЕДПРИЯТИИ «ОРИЗОН-НАВИГАЦИЯ»

Гудков В.Н.

«ООО Навис-Украина»

20708, Смела, ул. Мазура 24, тел. (04733) 4-02-46

E-mail: vgood@mail.ru ; факс (04733) 4-43-54

The given work describes monitoring process organization for satellite navigation systems at the enterprise. It consists main tasks and aims, organizational framework and department's technique.

Предприятие «ООО Навис-Украина» совместно с ГП «Оризон-Навигация» в течение многих лет занимается разработкой и производством аппаратуры потребителей спутниковых навигационных систем GPS, ГЛОНАСС, SBAS. Сейчас ведутся работы и по системе Galileo. Достаточно часто как у разработчиков, так и у производства возникает необходимость знать текущее состояние СНС. Информации от других предприятий, занимающихся мониторингом, иногда бывает недостаточно, а проверить работу приборов в каких-либо нештатных ситуациях по этим данным невозможно.

В связи с этим возникла необходимость создания своего подразделения мониторинга на предприятии. Основные цели этого подразделения следующие:

- получение оперативной информации о состоянии СНС GPS и ГЛОНАСС
- непрерывный набор «сырых» измерений для обнаружения нештатных ситуаций
- ведение архива данных на глубину 4.6 месяцев
- предоставление информации разработчикам и производству о выявленных нарушениях в работе систем
- предоставление данных о состоянии систем при возникновении вопросов у потребителей
- отработка аппаратуры
- сравнение аппаратуры различного назначения, а также производства разных фирм

В настоящее время созданы рабочие места, укомплектованы оборудованием, разработаны методики и инструменты для ведения работ как в реальном времени, так и в режиме послесекундной обработки. Для проведения работ используется аппаратура, разработанная и производимая на предприятии.

Упрощенная схема рабочих мест представлена на рисунке:

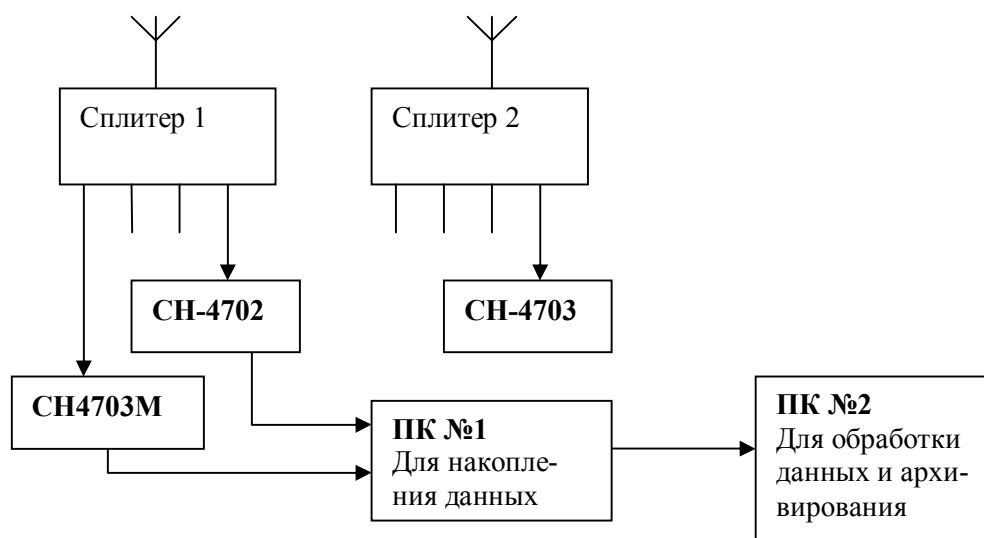


Рис. 1. Состав РМ

Для размещения антенн была оборудована антенная площадка с фиксированными местами установки антенн. «Привязка» антенн осуществлялась по длительным сериям наблюдений. Мы оцениваем погрешность координат антенны на уровне 5..10 см. Относительные координаты определены с точностью до 2..4 мм по фазовым измерениям.

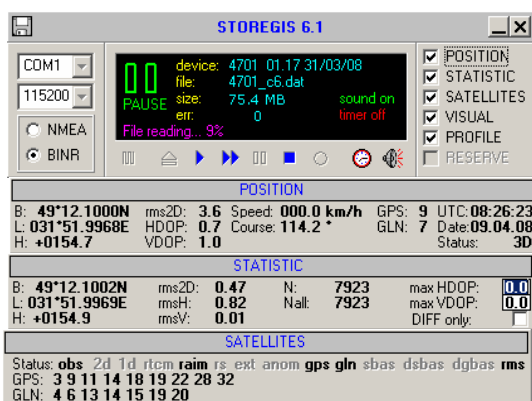


Рис. 2. Размещение антенн.

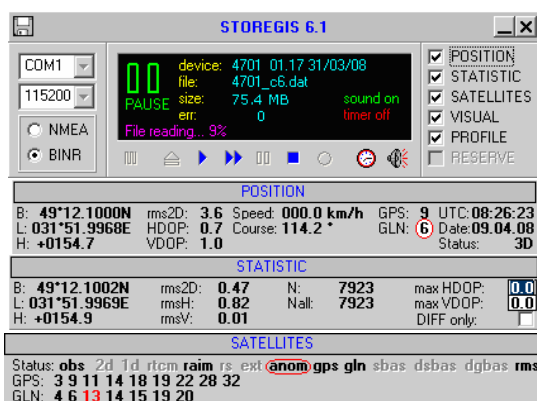
Как видно из рисунка, антенны расположены на максимально открытой площадке с минимальным количеством отражающих конструкций. Кроме того, есть дополнительные элементы антенн, защищающие от многолучевости.

В самих приборах используются различные настройки ПО, позволяющие получать данные с отказавших спутников в нештатных ситуациях (путем отключения RAIM-контроля), а так же основное рабочее ПО приборов, фиксирующее факт обнаружения отказов. Все приборы работают по сигналам GPS, ГЛОНАСС и SBAS. При этом часть приборов использует частоты L1 и L2 ГЛОНАСС. Для GPS используется C/A код на L1.

Со всех приборов ведется постоянное накопление «сырых» данных. В процессе накопления ведется контроль и сигнализация при обнаружении отказов. Это позволяет оперативно оповещать службы предприятия, использующие реальные сигналы, о выявленных проблемах. Например, производство при проведении приемо-сдаточных испытаний, лабораторию испытаний, разработчиков и др.



Нормальная работа



Обнаружен отказ на КА 13 ГЛОНАСС

Рис. 3. Пример работы программы накопления данных

Файлы «сырых» измерений позволяют провести анализ работы приборов, выявить источники проблем, проверить работу алгоритмов контроля, повторит и смоделировать ситуацию с введением дополнительных условий и др. Можно смоделировать работу приборов по отдельным системам или с использованием данных SBAS. Есть возможность получить RINEX-файлы для последующих работ.

Эти работы выполняются в режиме послесанной обработки. Более простое моделирование и «прогон» (по отдельным системам, SBAS, получение RINEX-файлов) проводятся прямо на участке. При выявлении серьезных проблем набранные файлы передаются разработчикам ПО для детального анализа, выявления проблем и коррекции ПО.

Таким образом, ведется не только контроль за состоянием группировок СНС, но и проверяется работа нашей аппаратуры в нестандартных ситуациях.

Ниже приведены примеры обработки набранных данных для различных систем.

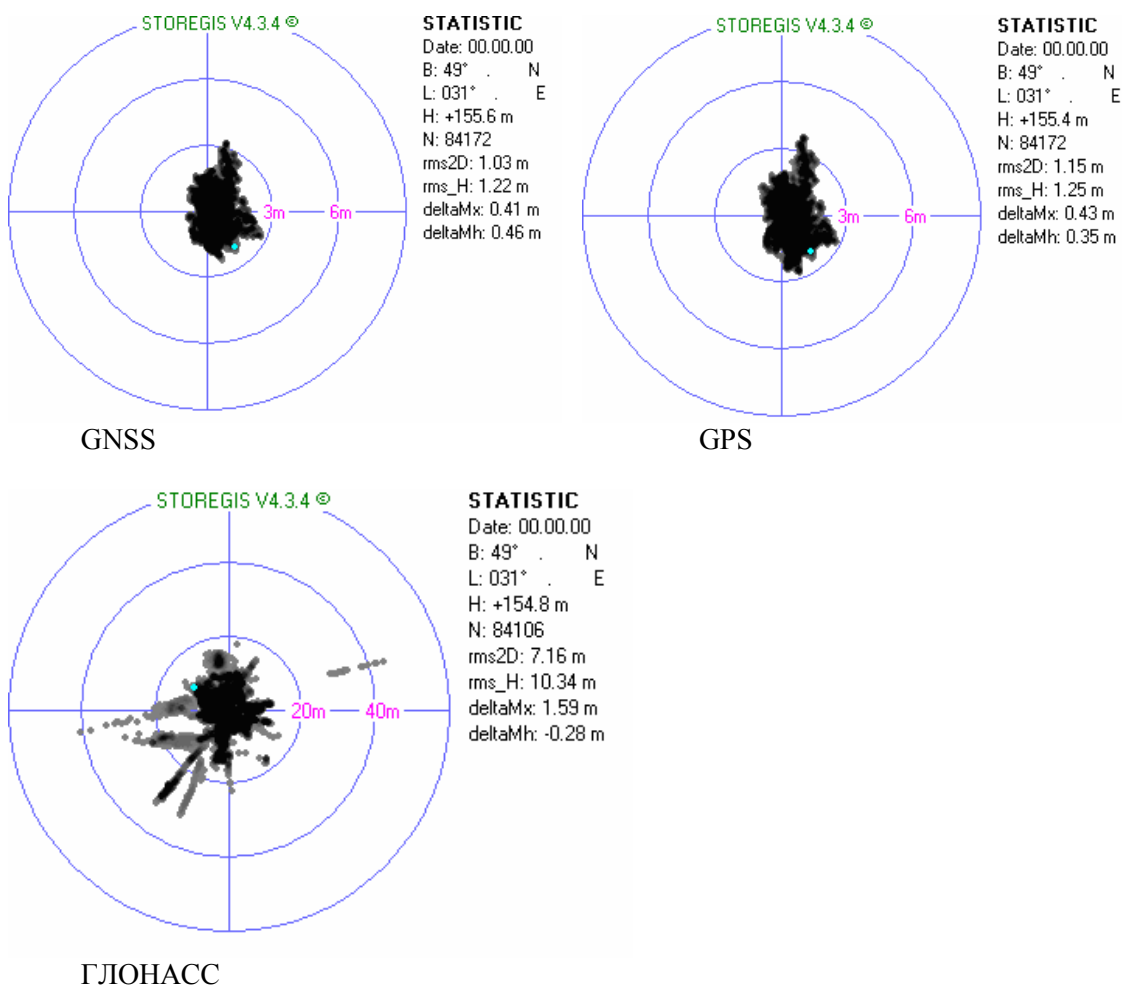


Рис. 4. Результаты обработки данных по разным системам

Из приведенным примеров видно, что точности по системе ГЛОНАСС хуже. Это объясняется в первую очередь ограниченностью группировки. Тем не менее видно, что уже сегодня большую часть времени можно получать устойчивое решение по ГЛОНАСС, хотя и с большими погрешностями. При использовании двух систем уже заметен вклад системы ГЛОНАСС в повышение точности. Приведенные данные набраны на открытой площадке. В условиях городской застройки и других ограничений видимости спутников

этот вклад существенно возрастает. Хотелось бы отметить, что сегодня есть положительные тенденции к наращиванию группировки и улучшению качества её работы.

Ниже приведен еще один пример. Здесь показаны автономные решения по системе GPS и с использованием данных SBAS. Сейчас система SBAS работает в тестовом режиме. К тому же ионосферная модель для территории Украины не передается. По этим причинам полностью оценить точности при работе с SBAS пока достаточно сложно.

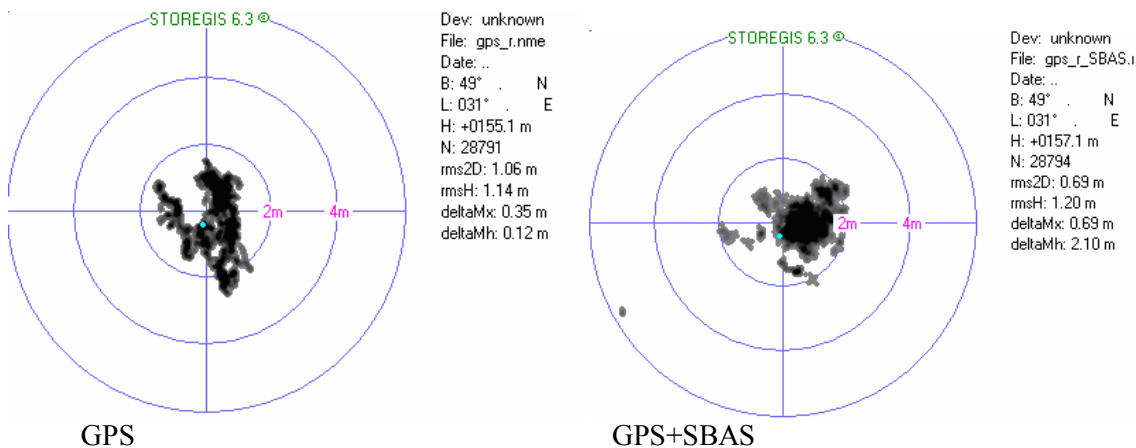


Рис. 5. Результаты работы в автономном режиме GPS и с SBAS

Кроме «сырых» измерений есть возможность накапливать результаты работы по протоколу NMEA. Это позволяет проводить сравнение различных типов аппаратуры как нашей разработки, так и производства других фирм.

По 3-х летнему опыту работы участка мониторинга можно сделать некоторые выводы:

А) в условиях максимальной радиовидимости и защиты антенн от многолучевости точность определения координат достаточно высока.

Для систем GNSS и GPS СКО определения координат составляет 1.0...1.5м и высоты 1.3...2.0м. Для системы ГЛОНАСС, учитывая ограниченность её группировки, эти цифры хуже. Тем не менее, уже сегодня большую часть времени можно получать устойчивое решение по ГЛОНАСС, хотя и с худшей точностью. Хотелось бы отметить, что сегодня есть положительные тенденции к наращиванию группировки и улучшению качества её работы.

Б) Использование режима SBAS на территории центральной Украины пока не дает видимых преимуществ. Это может быть обусловлено тестовым режимом работы системы, а так же отсутствием данных для территории Украины при формировании ионосферной модели и поправок системой EGNOS.

В) В системе ГЛОНАСС наблюдались случаи нештатной работы спутников, которые не фиксировались службами мониторинга, доступных в Internet, но вызывали нарушение данных и фиксировались встроенными алгоритмами контроля целостности (RAIM) нашей аппаратуры. В основном это связано с нарушением данных о времени, а так же нарушением передачи эфемеридной информации и данных альманаха спутников.

Г) Получаемые данные о работе системы, а так же наборы измерений, набранные у нас, могут быть предоставлены потребителям для анализа нештатных ситуаций или получения высокоточных решений. Например, в формате RINEX. Подобный опыт у нас есть с рядом предприятий Украины и России.

НАВИГАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ GNSS

Прокопюк В.С.

«ООО Навис-Украина»

20708, Смела, ул. Мазура 24, тел. (04733) 4-02-46

E-mail: prokopyk@orizon-navigation.com; факс (04733) 4-43-54

The given work describes performance attributes and cost review of navigation receivers developed by NAVIS-UKRAINE with partners ORIZON-NAVIGATION (Ukraine) and NAVIS (Russia).

ООО Навис-Украина совместно со своими партнерами ГП «Оризон-Навигация» (Украина) и ЗАО «КБ НАВИС» (Россия) на протяжении многих лет работает в области разработки и освоения серийного производства навигационных приемников спутниковых навигационных систем (СНС) и аппаратуры потребителей на их основе. Так за последнее время разработаны и внедрены в серийное производство ряд продуктов коммерческого направления. К этим продуктам можно отнести:

- Навигационный приемник NAVIOR-24;
- Приемник временной синхронизации NAVIOR-24S;
- Модуль навигационного приемника СН-4706.

Данный класс приемников предназначен для интегрирования в систему (аппаратуру) потребителя. Основной особенностью является то, что все приемники разработаны с учетом использования сигналов спутниковых навигационных НАВСТАР, ГЛОНАСС и функциональных дополнений SBAS (мультисистемный приемник).

Данный класс приемников наряду с невысокой стоимостью обладает рядом технических характеристик присущих приемникам профессионального класса, таких как RAIM, помехозащищенность, прием и учет дифференциальных сообщений в соответствии с RTCM.

На рис. 1, 2 показан внешний вид соответствующих приемников.



Рис. 1. Внешний вид навигационного приемника NAVIOR-24 (NAVIOR-24S)



Рис. 2. Внешний вид навигационного приемника СН-4706

Основные технические характеристики. Основные технические характеристики мультисистемных приемников GNSS приведены в табл. 1.

Стоимость приемников зависит от величины партии.

Для отработки системного программного обеспечения потребителем может быть использован соответствующий отладочный комплект навигационного приемника с набором всех необходимых аппаратных и программных аксессуаров. В состав аксессуаров входят:

Таблица 1

Основные технические характеристики мультисистемных приемников GNSS

№	Параметр	NAVIOR-24	NAVIOR-24S	CH-4706
	Работа по сигналам СНС (L1)	ГЛОНАСС (СТ), GPS (С/А) SBAS (EGNOS/WAAS/MSAS)		
	обновление координат с частотой, Гц	1, 2, 5	1	1, 2, 5
	Точность определения навигационных параметров, СКП, не хуже:			
	по горизонтали, м	9	9	5
	по вертикали, м	12	12	8
	Скорости, м/с	0,1	0,1	0,2
	Времени, нс	100	50	25
	Время холодного старта, не более, с	90	90	50
	Время теплого старта, не более, с	50	50	15
	Диапазон рабочих температур, оС	-30...+70		
	Синусоидальная вибрация, Гц	1...500		
	амплитуда виброускорения, g	5		
	Напряжение питания, В	3,3 + 0,1		2,7...3,3
	Ток потребления,	470 мА @ 3,3 В		300 мА @ 2,7 В
	Габаритные размеры (ш*д*в), мм	75*50*12		35*35*7

- широкий выбор антенн (в зависимости от применения на наземном, морском или авиационном транспорте);
- широкий выбор ВЧ-кабелей для антенно-фидерного тракта, обеспечивающих работу с установкой антенны на расстоянии от 10 до 100 метров;
- кабели для подключения к ПК;
- набор демонстрационного ПО (для обработки статистических данных (Storegis) и управления приемником по протоколам обмена BINR или NMEA (Bm_Ctrl).

Стоимость отладочного комплекта зависит от выбранной комплектации.

Вариант состава рабочего места с отладочным комплектом показан на рис. 3.

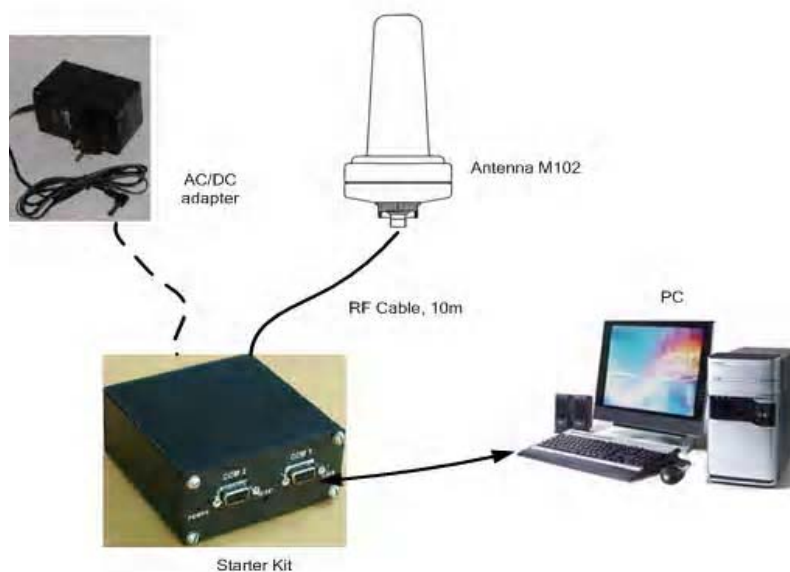


Рис. 3. Вариант состава рабочего места с отладочным комплектом

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Игдалов И.М., Левченко А.В., Овсяникова Т.В.

Днепропетровский национальный университет

49010, Днепропетровск, пр. Гагарина, 72, каф. Электронных средств телекоммуникаций,

тел. 8(056) 760 8455, E-mail: ovsyanyan_viktor@mail.ru

The questions of determination of site of the ground mobile objects with the use of the modern ground mobile cellular communication networks umts are considered.

В работе [1] описан комплекс машин геодезического обеспечения (МГО), предназначенный для заблаговременной или оперативной автоматизированной топогеодезической подготовки геодезических баз данных. Он был создан специалистами КБ "Южное" им. М.К. Янгеля (г. Днепропетровск) совместно с кооперацией других организаций. Система навигации МГО построена на основе инерциальной, гравиметрической аппаратуры и аппаратуры потребителя спутниковой навигационной системы (АП СНС). Известны навигационная аппаратура семейства "Гамма" для подвижной техники разработки ФГУП "ВНИИ "Сигнал" (г. Ковров, Россия) [2], оперативный тактический навигационный комплекс и автономный тактический навигационный комплекс АВТОНАВ-06 разработки ООО "ТеКнол" (г. Москва, Россия) [3], также построенные на базе инерциальной навигационной системы (ИНС) и АП СНС.

Однако, при потере по каким-либо причинам радиосигнала от АП СНС резко возрастает погрешность навигационных определений, которая в этом случае напрямую зависит от ошибок ИНС. Точность определения координат при движении транспортного средства через 10с после потери сигнала от СНС составляет 6...10 м, через 40с – 20...40 м, через 5 мин – 200 м [3]. Зависимость подобных комплексных систем от АП СНС, не гарантирующих получение достоверной навигационной информации, побуждает искать дополнительные системы навигации.

В настоящее время быстро развивается система определения местоположения мобильной связи "Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)" [4]. Идеи построения и практической реализации этих систем могут быть использованы в интересах НПО различного назначения. Совместное использование, спутниковых навигационных систем, ИНС и UMTS позволит определять плановые координаты, высоту над уровнем моря и вектор скорости объекта, в том числе и при нестабильной работе одной из систем.

Целью данной работы является анализ возможности дополнения ИНС и АП СНС наземными системами (UMTS) для дальнейшего повышения точности и достоверности определения местоположения НПО.

Радиотехнические методы UMTS для определения местоположения НПО основаны на определении дальности между НПО и приемниками трех и более наземных базовых станций (БС). Определяются расстояния между НПО и приемниками БС с использованием обычного физического соотношения:

$$R=c \cdot t, \quad (1)$$

где: c – скорость распространения электромагнитного сигнала в свободном пространстве; t – задержка распространения электромагнитного сигнала между НПО и приемником данной базовой станции.

Как правило, системы определения местоположения делят на сферические, эллиптические и гиперболические [4]. Для эллиптического метода, с учетом (1) измеряют сумму расстояний между НПО и приемниками соответствующих БС. Схема определения местоположения подвижного объекта, расположенного в одной плоскости с базовыми станциями $БС_i$, $БС_j$ и $БС_k$, приведена на рис. 1.

Сумма расстояний R_i и R_j между НПО и приемниками базовых станций BC_i и BC_j соответственно определяет условный эллипс с фокусами, совпадающими с точками расположения BC_i и BC_j . Аналогично строится второй условный эллипс между BC_i и BC_k .

Измеренные суммарные значения расстояний для обоих эллипсов ($R_i + R_j$) и ($R_i + R_k$) записываются в виде системы двух эллиптических уравнений с двумя неизвестными x, y :

$$\begin{cases} R_i + R_j = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} + \sqrt{(X_j - x)^2 + (Y_j - y)^2}; \\ R_i + R_k = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} + \sqrt{(X_k - x)^2 + (Y_k - y)^2}. \end{cases} \quad (2)$$

где (x, y) – искомые плановые координаты НПО; $X_i, X_j, X_k, Y_i, Y_j, Y_k$ – известные координаты базовых станций.

Решаем систему уравнений (2) относительно (x, y) с помощью компьютера.

Следует отметить, что полученный результат характеризует только возможности компьютера и программы, то есть, учитывает инструментальную компьютерную погрешность и не учитывает погрешность определения направления прихода электромагнитного сигнала от НПО к БС, многолучевость электромагнитных сигналов от НПО из-за влияния неровностей местности, наличие растительности, зданий и сооружений, что должно приниматься во внимание. Выполнение уточненной оценки погрешности предусматривается при дальнейших исследованиях метода.

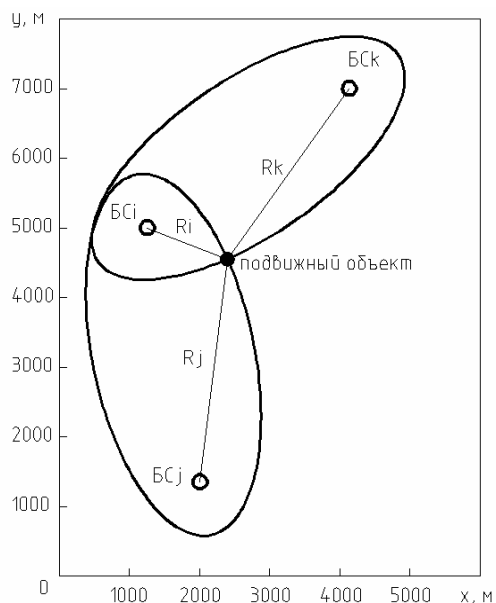


Рис. 1. Схема определения местоположения НПО эллиптическим методом

Выводы. Для повышения точности определения местоположения НПО актуальной задачей является дополнение обычных навигационных систем АП СНС и ИНС системами новой сотовой наземной радиотехнической инфраструктуры UMTS с наращиванием ее дополнительными наземными базовыми и контрольно-корректирующими станциями.

Литература

1. Призваны временем. От противостояния к международному сотрудничеству / Под общ. ред. С. Н. Конюхова. – Днепропетровск: АРТ-ПРЕСС, 2004. – 768 с.
2. Официальный сайт ФГУП "ВНИИ "Сигнал", www.signal@kovrov.ru, Ковров, Россия.
3. Официальный сайт ООО "Текнол" , www.teknol.ru, Москва, Россия.
4. Громаков Ю.А., Поповский А.В. Технологии определения местоположения абонентов в системах сотовой связи второго и третьего поколений. М. Мобильные системы, 2003, №12, С.10-24.

АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСУВАННЯ НАВІГАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ НАВІГАЦІЇ БОЙОВОЇ МАШИНИ

Бондарук А. Б.*, Євтушенко К. С.*, Кононенко В. О., Оліярник Б. О.*

Науково-прикладне колективне підприємство «Механіка»

61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, тел. (057) 7076317, факс (057) 7076317

* Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

79060, м. Львів, вул. Наукова, 7, тел. (0322) 631333

e-mail: lteri@lteri.lviv.ua, факс (0322) 631163

In this paper the navigational information complexation algorithm of combat vehicle navigation system is presented. To calculate coordinates, height and direction angle the algorithm uses navigation data from self-contained navigation system sensors (Doppler and mechanical velocity sensors, linear velocities sensor, angular position sensors) and GPS receiver. The algorithm secures three modes of navigation: radio navigation, autonomous navigation, complex. The obtained results show the possibility of application of the algorithm presented in special purpose real time on-board computer being the component of combat vehicle land navigation system.

Вступ. На сьогоднішній день система навігації рухомої бойової машини є однією із систем, які забезпечують гарантоздатність виконання бойового завдання підрозділом, що оснащений бойовими машинами, або бойовою машиною, що використовується автономно. Завдання системи навігації - безперервне і точне визначення поточних координат бойової машини (X , Y), висоти (h) та дирекційного кута її поздовжньої осі (α) - актуалізується не тільки вимогами точного та вчасного прибуття до кінцевої точки маршруту, а у сучасних умовах, насамперед, вимогами відкриття вогню з непідготовлених вогневих позицій та з ходу і мінімізації часу реакції від отримання цілевказання до відкриття вогню.

Для безумовної готовності до ведення вогню сучасна бойова машина оснащується інтегрованою (комплексованою) системою навігації [1, 2], що використовує апаратуру споживача супутникових навігаційних систем (АС СНС) у комплексуванні із автономною одометричною навігаційною системою (АНС). До складу АНС входять давач кутів просторового положення машини гіроскопічний (може використовуватись лазерний гіроскоп), давачі швидкості, що встановлюються на правому та лівому бортах бойової машини (доплерівські давачі - ДШД), та на колеса лівого та правого бортів (електромеханічні давачі - ДШМ), трикомпонентний давач лінійних швидкостей (ДШЛ). (Залежно від особливостей бойової машини деякі із давачів швидкості можуть бути відсутні.) Комплексування інформації від давача кутів, давачів швидкостей, а також АС СНС здійснюється у спеціальному бортовому обчислювачі (СБО), на якому у реальному часі виконується алгоритм комплексування навігаційної інформації. Результати роботи алгоритму: поточні координати, висота, дирекційний кут, - передаються для відображення у реальному часі на тлі електронної карти на бортову електронно-обчислювальну машину (БЕОМ) бойової машини та для використання у розрахунках підготовки вихідних даних для стрільби.

Завданням цього дослідження є розроблення алгоритму реального часу комплексування навігаційної інформації для його використання у СБО із складу інтегрованої системи навігації бойової машини, який дозволяє отримати якнайменші похибки визначення поточних координат, висоти, дирекційного кута для коротких (до 3 км) та довших шляхів з урахуванням недоліків та переваг СНС та АНС.

Вхідні дані алгоритму комплексування навігаційної інформації надходять від БЕОМ, АС СНС, давача кутів просторового положення машини, давачів швидкостей, трикомпонентного давача лінійних швидкостей. До початку руху від БЕОМ надходять, зокрема, ознаки режиму роботи (радіонавігація, автономна навігація, комплексний), початкові значення кутів, масив даних початкової директиви для АС СНС, початкові координати та висота. У процесі руху від БЕОМ надходить ознака працездатності модуля цифрової карти, отримана з цифрових картографічних даних поточна висота точки знаходження бойової машини. Від АС СНС надходять ознаки працездатності та

достовірності даних, поточний час, прямокутні координати, номер зони, шляховий кут, швидкість, географічні координати та висота, прогнозована СКП вимірювання прямокутних координат. Від давача кутів надходять ознака працездатності, кути азимуту, крену та диференту машини. Від доплерівських та електромеханічних давачів надходять швидкості руху правого та лівого бортів машини. Від трикомпонентного давача лінійних швидкостей надходять лінійні швидкості руху, зокрема, у поперечній площині об'єкта.

Вихідними даними алгоритму комплексування навігаційної інформації є поточні прямокутні координати, висота машини, географічні координати, номер зони, швидкість, дирекційний кут, кути крену та диференту.

Алгоритм розроблений з урахуванням таких особливостей апаратури.

У ході виконання алгоритму враховуються недоліки та переваги доплерівського та електромеханічного давачів швидкості. Зокрема, алгоритм враховує те, що доплерівський давач досить точно вимірює швидкість на великих швидкостях руху машини на рівній трасі, дає великі похибки під час руху на малих швидкостях та по трасі із нерівностями та по пересіченій місцевості, але не є джерелом неправдивих даних за умов юзу та буксування. У свою чергу електромеханічні давачі досить точно передають швидкість об'єкта на малих швидкостях та на пересіченій місцевості, але дають неправдиві дані під час юзу та пробуксування.

Алгоритм враховує накоплення похибки за рахунок дрейфу гіроскопів та похибок обчислення швидкості. У алгоритмі реалізований принцип оцінювання та зменшення впливу випадкового дрейфу гіроскопу наприкінці некоректованої ділянки роботи системи [3, 4], час якої визначається реальними характеристиками давачів, що входять до складу системи і заданою точністю визначення навігаційних параметрів. За такого підходу не вимагається знання апріорної інформації щодо статистичних характеристик дрейфу, як цього вимагає підхід із застосуванням динамічного коректованого фільтру [5].

Для вимірювання дирекційного кута машини використовується гіроскопічний давач, який має власний відхід від заданого напрямку, причому похибка в обчисленні місцезнаходження машини за рахунок власного відходу давача значно перевищує похибку від неточного обчислення швидкості руху машини. В алгоритмі реалізується коригування показань давача кутів, яке враховує інформацію про швидкість руху лівого та правого бортів.

Алгоритм враховує такі недоліки СНС, як неавтономність та незавадостійкість, непрацездатність у разі затінення, недостатня точність визначення висоти, так само як і її переваги щодо високої, незалежної від часу, точності визначення координат, а також вироблення оцінки точності їх визначення АС СНС.

Алгоритм враховує достатньо великі миттєві точності АНС, так само як і накопичення з часом похибок АНС за рахунок постійного дрейфу гіроскопів і похибок визначення швидкості.

У алгоритмі виконується коригування поточної висоти використанням цифрових картографічних даних, що зберігаються на БЕОМ.

На початку роботи алгоритму відбувається увімкнення та тестування давачів інтегрованої системи навігації, виробляються ознаки їх працездатності. Після цього відбувається контроль працездатності системи та оцінювання можливих режимів роботи. Після вибору алгоритму роботи оператором здійснюється налаштування на вибраний режим роботи. У разі необхідності задаються та відпрацьовуються початкові установки.

Алгоритм передбачає три режими навігації залежно від наявності інформації від давачів: радіонавігація, автономна навігація, комплексний.

У режимі радіонавігації алгоритм використовує інформацію від СНС, а також від давачів одометричної системи (якщо остання працездатна). При цьому давач кутів може бути відключений або непрацездатний.

В автономному режимі алгоритм використовує інформацію про кути орієнтування від давача кутів, дані про поздовжні лінійні швидкості лівого та правого бортів машини, які надходять від чотирьох давачів (двох ДШД та двох ДШМ), а також поперечну та вертикальну лінійні швидкості, які надходять від трикомпонентного ДШЛ.

Якщо працездатні АС СНС та давач кутів, то можливий комплексний режим. При цьому за рахунок компенсування уводу азимута підвищується точність визначення кутів,

що визначають орієнтування машини. У цьому режимі комплексування інформації базується на розрахунку очікуваної середньоквадратичної похибки навігаційних параметрів і визначення допустимого часу руху бойової машини за заданих значеннях точності визначення місцеположення і орієнтування машини, що залежать від бойового завдання.

Алгоритм передбачає автоматичний перехід з одного режиму в інший у разі виявлення непрацездатності або некоректності даних від певних компонентів, а також поновлення роботи у вибраному режимі у разі відновлення працездатності апаратури, що тимчасово була непрацездатна або давала явно неправдиві дані. Здійснюється поточний контроль та відбраковування хибних даних, що можуть надійти від давачів, а також тимчасове відхилення даних від давачів, що дають неправдиву інформацію.

Для фільтрації сигналів, що надходять від давача кутів, ДШМ, ДШД, АС СНС використовується різницевий фільтр, побудований на базі апроксимації параболою другого порядку за методом найменших квадратів, п'яти послідовних значень вимірюваної величини, що беруться у дискретні моменти часу.

Висновки. У результаті досліджень розроблений алгоритм реального часу комплексування навігаційної інформації для його використання у СБО із складу інтегрованої системи навігації бойової машини. Алгоритм використовує дані давачів ДШД, ДШМ, ДШЛ, давача кутів, а також АС СНС. При цьому забезпечується робота у трьох режимах: радіонавігація, автономний та комплексований. Перехід до кожного із режимів роботи здійснюється оператором з БЕОМ бойової машини або автоматично залежно від поточних умов.

Моделювання, проведене для комплексованої системи навігації бойової машини БМ-21У з урахуванням технічних характеристик та похибок використовуваних давачів, показало, що із використанням у СБО розробленого алгоритму досягаються такі значення похибок:

- а) кругова імовірна похибка визначення поточних координат, не більше:
 - на відстань до 3 км – 10 м;
 - відстань більше 3 км – 0,3% від пройденого шляху;
- б) середня квадратична похибка визначення висоти, не більше:
 - на відстань до 3 км – 7,5 м (з використанням даних електронної карти – 5 м);
 - на відстань більше 3 км – 0,3% від пройденого шляху;
- в) середня квадратична похибка визначення дирекційного кута не більше 00-02 (поділок кутоміра).

Отримані значення є значеннями одного порядку у порівнянні із значеннями похибок, які досягаються системами навігації рухомих наземних об'єктів, що розроблені, наприклад, фірмами LITEF (Німеччина) [2], ВНДІ "Сигнал" (Росія) [1] та іншими розробниками та виробниками систем навігації для бойових машин.

Отримані результати показують можливість використання розробленого та відмодельованого алгоритму у системах навігації рухомих наземних об'єктів, зокрема, бойових машин.

Література

1. Кокошкин Н. Вторая молодость артиллерии//Военный парад.–2001–№2–С.64-66.
2. LLN-GX LITEF Land Navigation System Product Description. Document 100059707. February, 3rd 2000. Revision 6.
3. Волчко П. І., Корольов В. М., Оліярник Б. О. та ін.. Система управління машинами підрозділу на базі навігаційної системи «ТІУС-Н»//В кн.: V Міжнародний науково-технічний симпозіум «Геоінформаційний моніторинг навколишнього середовища: GPS і GIS технології». Львівське-астрономо-геодезичне товариство. – Львів, 2001 – С. 80 – 83.
4. Оліярник Б. А., Иванов В. И., Королев В. Н. и др. Использование танковой информационно-управляющей системы «ТІУС-Н» для модернизации реактивной системы залпового огня «ГРАД» // Механіка та машинобудування. – 2005 - №2 – С.128-224.
5. Степанов О. А. Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации. – СПб.: ЦНИИ Электроприбор», 1998 – 370 с.

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ИНДИКАТОР ЭЛЕКТРОННЫХ НАВИГАЦИОННЫХ КАРТ

Ильницкая С.И., Синеглазов В.М., Тимошок С.В.

Modern aircrafts due to the high speeds of flights and necessity to track own current position in real time should be equipped by reliable navigation systems including multifunction indicators of electronic charts and other aeronautical information. Development of such navigation indicators and their software for work in complex with authorized navigation equipment are actual things nowadays. Therefore the given work is devoted to the development of software for multifunction navigation indicator.

Введение. Актуальность использования в авиации навигационных индикаторов в комплексе с электронными картами обусловлена высокими скоростями подвижных объектов, необходимостью слежения за ними в реальном времени. Поэтому особого внимания сейчас заслуживают различные глобальные спутниковые радионавигационные системы, как источники сигналов об объектах, многофункциональные навигационные индикаторы и собственно сами электронные карты.

Постановка задачи. Ставится задача по определению функциональных возможностей программного обеспечения многофункционального индикатора (МФИ) с целью обеспечения максимальной эффективности работы индикатора в полете.

На рынке существует множество навигационных индикаторов, но при закупке такого оборудования нужно не забывать такой факт как их большая стоимость, и трудности в интеграции с уже существующим бортовым радиоэлектронным оборудованием (БРЕО). Поэтому актуальной есть разработка отечественного МФИ, который оптимально может быть интегрирован в существующее БРЕО. Необходимо также отметить отличия, существующие между навигационными индикаторами для транспортных и военных самолетов. Кроме стандартных функций МФИ для военных самолетов должен обладать рядом дополнительных функций. Прибор должен обеспечивать отображение электронной аэронавигационной карты летчику, а также другой прицельной и навигационной информации в полете и на земле при техническом обслуживании.

Предложения по общей функциональности МФИ. На основании проведенного анализа предложен набор основных функций МФИ. Принципиально функции МФИ делятся на две большие группы: базовые функции и специальные.

Базовые функции МФИ.

1. Занесение и сохранение стандартных планов полетов и коридоров.
 - а. Выведение для просмотров маршрутов.
2. Возможность нанесения ППМ (промежуточный пункт маршрута).
3. Нанесение нестандартных (индивидуальных) полетных планов.
 - а. Расшифровка символов из базы данных.
4. Возможность загрузки новых карт (предполетная подготовка).
 - а. Корректировка полетного задания в процессе полета.
5. Ввод начальной информации путем выбора аэропорта вылета из базы данных или методом введения непосредственно широты и долготы в случае вылета из аэропорта, которого нет в базе данных.
6. Индикация для штурманских (пилотских) расчетов: текущее расстояние на маршруте, расстояние до намеченного (ближайшего аэродрома), расстояние до текущего ППМ, время полета до ППМ, текущее и расчетное полетное время, горизонтальная и вертикальная скорости.
7. Измерение расстояния по карте от точки до точки, измерение общего расстояния.
8. Индикация расчетного времени от точки до точки на карте, расчет общего полетного времени.
9. Возможность масштабирования.
 - а. Общий вид на карте более крупного масштаба
10. Ведение полетного дневника.

11. Выдача предупреждающих голосовых сообщений при приближении к ППМ, опасному объекту, аэродрому и др.

Специальные функции МФИ.

1. Построение рельефа местности.

a. Общего рельефа местности.

b. Горизонтальный срез местности по линии полета

2. Резервирование штатных навигационных приборов летательного аппарата (Например, в случае отказа ИНС, GPS).

3. Специальные штурманские расчеты (Например, для посадки на необорудованные аэродромы).

4. По запросу вывод видеoinформации (из видеокамер различного назначения).

a. Обзор задних рамп (Например, для точного десантирования груза).

b. Вывод прицельной информации.

5. Функция обмена информацией со штатными устройствами ЛА.

a. Функция комплексирования навигационной информации из различных источников для повышения точности определения поточных координат.

b. Для удобной индикации показаний штатных приборов на едином информационном дисплее.

6. Индикация дополнительных сведений: приборная скорость, высота над геоидом, абсолютное время, высота рельефа, количество видимых спутников, геометрический фактор, информация по полетной карте (название карты, масштаб).

Математическая модель НШР. Как было сказано выше, одной из функций МФИ является выполнение в полете базовых и специальных навигационно-штурманских расчетов (НШР). Основной целью НШР является расчет установочных данных при планировании очередного участка маршрута для полета в режиме частных ортодромий.

В качестве исходных данных для НШР используются:

– географические координаты начального и конечного пунктов текущего участка маршрута $\{\lambda_1, \varphi_1\}$, $\{\lambda_2, \varphi_2\}$, где λ_i ($i=1, 2$) – значения долготы, φ_i ($i=1, 2$) – широты,

– географические координаты навигационных точек, которые могут быть приняты в качестве конечного пункта нового участка маршрута $(\lambda_{k_i}, \varphi_{k_i}, i = 1, 2, \dots, N)$;

– расчетное значение путевой скорости V_p ;

– расчетное значение максимального угла крена ЛА при разворотах γ_{\max} .

Методика НШР предполагает выполнение следующих операций [1]:

1. Преобразование значений широты исходных ППМ и КПМ из географической шкалы в нормальную сферическую шкалу [1]:

$$\varphi_{c\varphi_j} = \arctg[(1 - e^2) \operatorname{tg} \varphi_j], j = 1, 2, \dots, \quad (1)$$

где e^2 – эксцентриситет принятого для навигации земного эллипсоида (для СК-42: $e^2 = .006693426$);

2. Расчет истинного конечного путевого угла текущего участка маршрута $\beta_{ук}$:

$$\beta_{ук} = \arctg \left[\frac{\cos \varphi_{c\varphi_1} \sin(\lambda_2 - \lambda_1)}{-\sin \varphi_{c\varphi_1} \cos \varphi_{c\varphi_2} + \cos \varphi_{c\varphi_1} \sin \varphi_{c\varphi_2} \cos(\lambda_2 - \lambda_1)} \right] \quad (2)$$

3. Расчет истинных начальных путевых углов для вариантов 1, 2, ..., N нового участка маршрута:

$$\beta_{H_i} = \arctg \left[\frac{\cos \varphi_{c\varphi_{k_i}} \sin(\lambda_{k_i} - \lambda_2)}{\sin \varphi_{c\varphi_{k_i}} \cos \varphi_{c\varphi_2} - \cos \varphi_{c\varphi_{k_i}} \sin \varphi_{c\varphi_2} \cos(\lambda_{k_i} - \lambda_2)} \right], i = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

4. Расчет углов разворота УРi:

$$YP_i = \beta_{H_i} - \beta_{ук}, i = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

5. Расчет ортодромических длин участков частных ортодромий S_i :

$$S_i = R_3 \arcsin \left[\frac{\cos \varphi_{сф_{ki}} \sin(\lambda_{k_i} - \lambda_2)}{\sin \beta_{H_i}} \right], i = 1, 2, \dots, N, \quad (5)$$

где $R_3 = 6370144$. [м].

6. Расчет линейных упреждений разворотов в точке 2 на частные ортодромии $i = 1, 2, \dots, N$ $ЛУP_i$: $ЛУP_i = R_p, \operatorname{tg}(YP_i / 2), i = 1, 2, \dots, N,$ (6)

где $R_p = \frac{V_p^2}{g \operatorname{tg} \gamma_{\max}}$ – радиус разворота; $g = 9.8$ м/с² – ускорение силы тяжести.

7. Расчет времен полета на частных ортодромиях $1, 2, \dots, N$ T_i :

$$T_i = S_i / V_p, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

При НШР линейные величины берутся в метрах, угловые параметры в радианах, скорость в м/с, время в секундах.

Результаты НШР могут быть преобразованы к следующим размерностям:

$\beta_{ук}, \beta_{H_i}, YP_i (i = 1, 2, \dots, N)$ – к градусам; $S_i, ЛУP_i (i = 1, 2, \dots, N)$ – к километрам.

Описание структуры МФИ. Исходя из требуемых задач, можно представить базовый перечень составных частей МФИ: GPS-приемник; вычислитель; дисплей; модуль памяти; модуль управления с встроенной функциональной клавиатурой с подсветкой и органами управления яркостью дисплея; ВИП с включением по внешней команде; контроллер ввода видеоинформации; контроллер стандартных портов ввода-вывода; контроллер периферийных устройств; модуль обмена по ARING429; модуль перезапуска вычислителя (аппаратный таймер).



Рис. 3. Вид МФИ спереди

На рис. 3 обозначены основные элементы интерфейса пользователя: (1) встроенный динамик, (2) Кнопка вызова Диспетчера заданий ОС Windows, (3) кнопка быстрого запуска программы, (4) функциональная кнопка [Fn], (5) кнопка [Backspace], (6) многофункциональные цифровые кнопки [0-9], (7) кнопка [Enter], (8) кнопка табуляции [Tab], (9) кнопки управления курсором/регулирование громкости и яркости, (10) встроенный микрофон, (11) светодиодные индикаторы состояния, (12) жидкокристаллический дисплей, (13) кнопка включения и выключения электропитания (служит также для быстрого перехода в режим энергосбережения в зависимости от настроек).

Предложения по программной реализации функциональности МФИ. При рассмотрении предложений по практической реализации функциональности МФИ необходимо выделить три основные составляющие: операционная система, язык программирования, формат карт.

Необходимо отметить, что на данное время в военных силах (ВС) Украины отсутствуют единые требования к ОС, которые используются в качестве встроенных в аппаратуру специального назначения, в то же время отсутствуют и требования, которые в какой-то степени соответствовали требованиям НАТО/ИКАО. Поэтому в зависимости от сферы применения это могут быть такие ОС как Windows XP Embedded (для учебно-тренировочных целей) или Linux, Unix, DOS (для реализации в военных целях).

При создании ПО для решения навигационных задач принято оперировать таким понятием как «Процессы жизненного цикла ПО» [2]. Эти процессы включают в себя:

- Процесс планирования создания ПО, который определяет и координирует мероприятия процессов разработки ПО и интегральных процессов в рамках проекта.

- Процессы разработки ПО, в результате выполнения которых получается программный продукт. Они включают: процесс разработки требований к ПО, процесс проектирования ПО, процесс кодирования ПО, процесс интеграции.

- Интегральные процессы, которые гарантируют корректность, управляемость и доверие к процессам жизненного цикла ПО и их результатам. Они включают: процесс верификации ПО, процесс управления конфигурацией ПО, процесс гарантии качества ПО, процесс взаимодействия с сертифицирующим органом.

Сейчас разработка ПО находится на процессе планирования создания ПО. Таким образом, в дальнейшем выбор языка программирования в последствии будет осуществляться на основании выбора платформы и наличия компиляторов под нее. Необходимо также учитывать документы, характеризующие язык программирования и однозначно определяющие его синтаксис, управление данными и побочные эффекты языка.

Поскольку также нет четких требований в использовании определенного формата карт, этот выбор в основном зависит от области применения. Для учебно-тренировочных целей это могут быть карты, созданные на основании бумажных (сканированные и частично векторизованные). Для применения в специальных задачах это может быть отечественный формат ВС Украины – F20S. Этот формат предоставляет весьма понятную и удобную структуру хранения данных [3].

Выводы. МФИ, как прибор специального назначения должен обеспечивать пилота как стандартными функциями навигационного индикатора, так и рядом дополнительных функций. Он должен выполнять вычислительные функции, функции управления объектами, а также функции ввода-вывода, хранения и обработки информации. Предложенная концепция функционального наполнения МФИ соответствует основным современным навигационным индикаторам, обеспечивает полнофункциональную работу индикатора и требует внедрения в виде программного обеспечения.

Литература

1. Справочник пилота и штурмана гражданской авиации./ Под ред. И.Ф.Васина. – М.: Транспорт, 1988. – 320 с.

2. Межгосударственный Авиационный Комитет, Авиационный Регистр, Квалификационные требования, Часть 178В, Требования к программному обеспечению бортовой аппаратуры и систем при сертификации авиационной техники, 2002 – 105 с.

3. Руководящий материал по описанию полей номенклатурного листа цифровой карты местности в формате F20S, 1993 – 26 с.

ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ЛЕТНОГО КОНТРОЛЯ РАДИОМАЯЧНЫХ СИСТЕМ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОГО ЗАХОДА НА ПОСАДКУ И ОБСЛУЖИВАНИЯ ВОЗДУШНОГО ДВИЖЕНИЯ

В.П. Полюга, Б.Б. Поспелов, В.М. Симак*

ООО «УКР-ПРОГРЕССТЕХ»

61072, г. Харьков, ул. Тобольская, 42, тел. (057) 763-05-43

E-mail: vpolyuga@mail.ru

*Государственная авиационная администрация

01135, г. Киев, пр. Победы, 14

In this article described the concept of domestic high-precision automated system for the flight control of radio instrument landing system and air traffic control by the means of integrated usage of traditional and new GPS/GNSS technologies of precision detection of position of airborne objects.

Введение. Реализация новой технологии организации воздушного движения, предложенной ИКАО [1], требует модернизации существующей системы аэронавигационного обеспечения авиации в Украине на базе внедрения нового оборудования в аэропортах и на воздушных судах (ВС). Устанавливаемые требуемые навигационные характеристики (RNP) определяют уровень бортового оборудования ВС и инфраструктуру воздушного пространства (ВП). Становятся актуальными вопросы метрологического контроля (аттестации) нового оборудования, обеспечивающего существенно более высокую точность RNP [2]. Решение проблемы метрологического контроля оборудования в этих условиях связано с обеспечением на порядок более высокой точности самих метрологических средств, используемых для контроля.

Существующий метрологический уровень контроля радиомаячных систем инструментального захода самолетов на посадку (РСП) [6] и обслуживания воздушного движения (ОВД) судов позволяет определять соответствие характеристик выдерживания линии пути ВС заданным эксплуатационным требованиям [3], но не дают оценки точности выдерживания требуемых навигационных характеристик RNP.

В настоящее время для метрологического контроля, оценки и мониторинга навигационных характеристик бортового и наземного сегментов широко используют т.н. летные инспекционные системы (FIS), в которых для получения эталонных параметров движения ВС используются те или иные разновидности дифференциальных методов и DGPS-технологий определения координат ВС [4]. Однако известные FIS обладают рядом ограничений, не позволяющих решать комплекс необходимых задач метрологического контроля РСП и ОВД, обладают закрытой архитектурой программного обеспечения, что затрудняет адаптацию последнего под новые задачи, и в ряде случаев не позволяют осуществлять обработку информации в реальном времени.

В этой связи разработка отечественной высокоточной автоматизированной системы летного контроля (аттестации) (АСЛК) РСП и ОВД судов, в частности, принципов ее построения на основе использования традиционных и новых GPS/GNSS – технологий прецизионного определения местоположения ВС, является актуальной для авиации Украины.

Целью работы являлось: анализ базовых требований RNP авиационных потребителей для точного захода на посадку по категориям ИКАО, а также норм ИКАО на параметры наземного оборудования ILS, РСП и навигационно-посадочной аппаратуры (НПА) ВС и определение на его основе целесообразного принципа построения отечественной высокоточной АСЛК РСП и ОВД ВС.

RNP определяют показатель точности навигационных характеристик в пределах определенного ВП, который основан на учете погрешностей наземного и бортового навигационного оборудования, техники пилотирования и отображения данных [1]. RNP представляют по сути фундаментальный параметр, связанный с установлением

безопасных норм эшелонирования. Риск столкновения ВС в общем случае зависит от навигационных характеристик, критического времени для ВС и способности используемых в ВП систем воздействовать на процесс управления с целью предотвращения столкновения или поддержания приемлемого уровня навигационных характеристик. При анализе риска столкновения ВС допустимый уровень риска определяется целевым уровнем безопасности полетов [2].

Поддержание требуемого уровня навигационных характеристик и целевого уровня безопасности полетов предполагается осуществить на основе реализации новой CNS/ATM технологии [1]. Для этого при полетах по маршрутам на основе точности выдерживания навигационных характеристик с вероятностью 0,95 установлено шесть типов RNP: RNP 1, RNP 4, RNP 5, RNP 10, RNP 12,6, RNP 20 [2]. RNP 1 ... RNP 5 наиболее эффективны при полетах по маршрутам континентального ВП при точности выдерживания навигационных характеристик – 1,85-9,2 км соответственно.

Наиболее ответственным с точки зрения определения координат ВС и принятия решения на посадку является этап посадки ВС.

Для захода на посадку по приборам с наведением в вертикальной плоскости установлены RNP 0,3/125, требующие точности измерения плоскостной и вертикальной составляющих навигационного параметра +556/38 м и интервала их удержания +1112/76 м.

Требования авиационных потребителей к точности измерения координат (плоскостной/ вертикальной составляющих) для точного захода на посадку по категориям ИКАО (и высоты над ИВПП) определяются значениями: I категория (30,0 м) – 4,5...8,5/1,5...2,0 м; II категория (15,0 м) – 2,3...2,6/0,7...0,85 м; III категория (2,4 м) – 2,0 / 0,2...0,3 м.

Наземное оборудование ILS и РСП имеют нормированные выходные параметры, подвергающиеся автоматическому допусковому контролю постоянно и летному контролю периодически. Бортовая НПА «Курс МП-70» ВС подвергается метрологическому контролю.

На параметры наземного оборудования ILS, РСП и бортового «Курс МП-70» ВС установлены следующие нормы ИКАО:

1. Радиомаяк курсовой (РМК)/ радиомаяк глиссидный (РМГ):

- искривление линии курса/ глиссиды – 0,031...0,005/ 0,035...0,023;
- смещение линии курса/среднего угла глиссиды, м/град. – $\pm 6/0,225...3,3$;
- изменение чувствительности к смещению, % – $\geq \pm(10...14)/ \pm 25$;
- уменьшение мощности излучения, % – 80/80.

2. Курсовой/(глиссидный) приемник (КРП/ГРП) ILS ВС:

- среднеквадратическое отклонение выходного сигнала по выходу 150/250 мкА, мкА – $\pm 9/\pm 15/(\pm 8/\pm 13)$;
- погрешность центрирования по выходу 150/250 мкА, мкА – $\pm 4/\pm 7/(\pm 5/\pm 8)$;

Из анализа норм ИКАО на параметры наземного и бортового оборудования следует, что погрешности задания выходных параметров ILS и РСП лежат в пределах $\pm 7,5...10\%$ от номинальных значений, а измерения на борту – в пределах $\pm 8,5...9,5\%$ от задаваемого значения выходного параметра [5]. Погрешности задания выходного параметра и его измерения обуславливают продольную и поперечную погрешности определения местоположения ВС вдоль линии пути, к которым добавляется погрешность техники пилотирования и погрешность отображения информации [2].

Учитывая требования RNP, а также результаты анализа норм ИКАО на параметры наземного оборудования ILS, РСП и НПА ВС, при создании отечественной высокоточной АСЛК нецелесообразно ориентироваться не на какую то одну технологию, а придерживаться принципа комплексного использования технологий: дифференциальной DGPS, инерциальной (INS) и сетевой (GPS/HP OmniSTAR).

В соответствии с существующей методикой летного контроля (аттестации) РСП и ОВД [3], на борту высокоточной АСЛК должны размещаться следующие датчики навигационной информации:

– НПА «Курс МП-70» (или аналогичная ей аппаратура) для контроля выходных параметров ILS, РСР, МРМ и VOR;

– радиодальномер ВНД-94 для контроля выходных параметров DME, DME/P и системы ТАКАН;

– самолетный радиолокационный ответчик СО-96 для контроля выходных параметров ОРЛ-А, ОРЛ-Т, зарубежных ВРЛ УВД, режимов УВД, БАН, А, АС, «Контроль», «Знак», «Бедствие».

Сигналы датчиков навигационной информации обрабатываются в бортовом устройстве сбора, обработки, индикации и документирования (БУСОИД). Электронный модуль адаптеров (ЭМА) формирует кадр в формате RS-232 и Ethernet. Два базовых электронных модуля (БЭМ) обеспечивают обработку кадра ЭМА и данных измерений в реальном времени и выдают информацию на индикатор оператора, блок электронного осциллографа и печать. Результаты измерений подвергаются визуальному контролю и документированию на электронном и бумажном носителях.

БЭМ работает под управлением операционной системы Microsoft Windows 2000, что позволяет разрабатывать специальное программное обеспечение, сочетающее необходимую функциональность и наглядность информации с использованием типового графического интерфейса.

Для получения эталонных параметров траектории АСЛК с учетом реализации предлагаемой комбинированной технологии, предлагается дополнительно установить и использовать на борту ВС и на земле:

– бортовой сегмент оборудования – 24-х канальный двухчастотный GPS-приемник DL-4+RT2Wi с поддержкой функционирования INS и двухчастотную авиационную антенну GPS-512C, а также инерциальный навигационный блок IMU-G2-H58. С целью передачи на GPS-приемник DL-4+ RTK–поправок, на борту устанавливается также УКВ радиостанция с адаптивной антенной системой, обеспечивающей динамический тракт передачи информации. Выход приемника должен предусматривать высокоскоростной интерфейс RS-232 DL-4+;

– наземный сегмент оборудования – 24-х канальную двухчастотную GPS-станцию ProPak-G2+DB9-L1L2W с двухчастотной кинематической антенной типа GPS-702 с высокостабильным фазовым центром, технологией защиты от многолучевости и адаптацией к неопределенности условий приема.

GPS-станция комплектуется также УКВ радиостанцией для передачи сигналов коррекции на борт АСЛК RTK и устройством записи «сырых» данных наблюдений.

Приемник DL-4+ работает в дифференциальном режиме (DGPS), поддерживает входные сообщения форматов RTCA и RTCM, имеет встроенную карту памяти для записи данных, обеспечивает выход данных о местоположении.

Обработка «сырых» GPS-данных осуществляется программным пакетом GrafNav/GrafNet, который предназначен для работы под операционной системой Windows.

Совместная обработка GPS-данных и данных инерциальной навигационной системы IMU-G2-H58 должна осуществляться программным обеспечением Inertial Explorer, составной частью которого является программный пакет GrafNav. Данное программное обеспечение позволяет обрабатывать данные с очень высокой скоростью, осуществлять непрерывный контроль качества GPS-данных, определять координаты, крен, тангаж, курс, скорость, высоту и направление движения ВС на основе обработки данных в многопараметрическом фильтре Калмана.

GPS-станция ProPak-G2+ работает в режиме DGPS, поддерживает входные сообщения форматов RTCA и RTCM, обеспечивает выход данных о местоположении.

На основе использования предлагаемого оборудования и реализации комбинированной технологии АСЛК будет обеспечивать ожидаемую точность (95%):

1. Координатных определений ВС:

– в режиме реального времени при базовых расстояниях до 1000 км и использовании оборудования и технологий типа **HP OmniSTAR BV – 15...30 см**;

– в режиме послесекансной обработки информации при использовании базовой GPS/GNSS-станции на удаленностях до 50 км (плановая/ вертикальная составляющая) – **2...10 /5...25 см**;

2. Составляющих вектора скорости $VC \leq (5...10) \text{ см/с}$;

3. Временной привязки результатов определений к шкале GPS $\leq 1 \text{ мкс}$, а к шкалам UTC и UTC UA – $\leq 1 \text{ мс}$;

4. Темп получения результатов траекторных измерений в зависимости от решаемой задачи – в пределах **1...100 Гц**.

Важным аспектом является применение технологий оценки точности с использованием фазовых наблюдений наземных двухчастотных референционных станций и специального программного обеспечения для обработки данных типа BERNESSE.

Выводы. Реализация предлагаемого принципа построения отечественной высокоточной АСЛК на основе принципа *комплексного использования технологий* OmniSTAR HP и современных сетевых технологий послесекансной обработки с привлечением наблюдений перманентных GPS-станций позволит обеспечить:

- ♦ дециметровую и субдециметровую точность в реальном масштабе времени и в режиме послесекансной обработки наблюдений на всей территории и в ВП Украины;

- ♦ максимальную надежность навигационных определений за счет совместной обработки бортовых и наземных GPS/GNSS-наблюдений, а также наблюдений бортовой инерциальной системы;

- ♦ корректный пересчет текущих параметров движения ВС по наблюдениям эталонной АСЛК и аттестуемых бортовых навигационных систем в единую систему отсчета с целью их сравнения и оценки точности;

- ♦ надежный контроль качества способов определений параметров движения ВС, благодаря одновременному применению нескольких технологий и сравнения их результатов, применения кодово-фазовых и фазовых решений, сравнения определений как в режиме реального масштаба времени, так и в режиме послесекансной обработки.

Для реализации режима постобработки потребуется программное обеспечение собственной разработки и набор апробированных покупных программных средств. Предложенный принцип построения АСЛК позволит обеспечить решение типового спектра задач эталонных траекторных измерений, а также производить оценку точности использования систем.

Литература

1. Национальный план для систем CNS/ATM. Инструктивный материал. Циркуляр 278-AN/164. ИКАО, Монреаль, Канада, 2000.–174 с.

2. Руководство по требуемым навигационным характеристикам (RNP). Doc 9613-AN / 937, ИКАО, 1994. – 48с.

3. Правила організації і проведення наземних та льотних перевірок наземних засобів радіотехнічного забезпечення польотів, авіаційного електроз'язку та світлосигнального обладнання аеродромів цивільної авіації України. К.: Державіаслужба, 2005. – 220 с.

4. В.П. Харченко, А.А. Жалило, В.В. Конин, В.М. Кондратюк - Зарубежный опыт создания и применения систем FIS (Flight Inspection Systems) для контроля характеристик и сертификации авионики и аэронавигационного обеспечения воздушных судов с использованием DGPS (DGNSS) подсистем// Аерокосмічні системи моніторингу та керування, Матеріали VI Міжнародної науково-технічної конференції, м. Київ, НАУ, 26-28 квітня 2004 р. Том 2, с. 21.1 – 21.9.

5. Сосновский А.А., Хаймович И.А. Авиационная радионавигация. Справочник. – М.: Транспорт, 1980. – 255 с.

6. ДСТУ 2598–94. Системы посадки воздушных кораблей радиотехнические. Термины и определения. К.: Госстандарт Украины, 1994. – 38 с.

**ТОЧНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛИЗАЦИИ РЕЖИМА
ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ PPP В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ
«GRAFNAV/ GRAFNET™». ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ**

Желанов А.А.¹, Шелковенков Д.А.¹, Жалило А.А.¹, Шокало В.М.¹,
Флерко С.Н.², Черевко В.С.²

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. основ радиотехники, тел. (057) 702-13-06,

E-mail: gpsgroup@kture.kharkov.ua

²ООО «Европромсервис» (NovAtel Ukraine)

61058, Харьков, пр. Ленина, 5, офис 37, тел. (057) 755-61-91,
тел./факс (057) 758-56-86, E-mail: info@eps.com.ua

Precise Point Positioning (PPP) is a form of GPS/GNSS data post-processing that does not use a base station for differential corrections. It is performed using the observation data from one receiver, in conjunction with precise satellite orbit and clock files, which serve to minimize the error sources. In the report the preliminary results of PPP data post-processing research with application «GrafNav/ GrafNet™» software are submitted.

В настоящее время при выполнении геодезических работ требуется, как правило, сантиметровая точность координатных определений. Такой уровень точности достигается при дифференциальном методе обработки фазовых GPS/GNSS наблюдений. Для реализации дифференциального метода [1] обработки GPS/GNSS наблюдений необходимо, чтобы в пункте с неизвестными координатами и в пункте с известными координатами велись квазисинхронные наблюдения. Затем, при обработке формируются разностные уравнения фазовых наблюдений, благодаря которым компенсируются медленноменяющиеся составляющие эфемеридных, частотно-временных погрешностей, задержки в тропосферных и ионосферных слоях и др. При этом применение одинарных и двойных разностей наблюдений [1] позволяет (при определенных условиях) разрешить фазовые неоднозначности, что, в свою очередь, и позволяет достичь сантиметровую, миллиметровую точность. Существуют ограничения по удалению станций друг от друга, что может привести к невозможности разрешения фазовой неоднозначности и достижению требуемой точности. Отсюда следует, что заданной территории необходимо наличие развитой инфраструктуры сети опорных станций. В настоящее время на территории Украины действующая сеть перманентных станций весьма разрежена и не может осуществлять поддержку геодезических работ в полном объеме. Вследствие этого, потребителю при выполнении работ необходимо иметь дорогостоящий комплект оборудования, состоящий, как минимум, из двух двухчастотных приемников, один из которых используется в качестве базовой станции, требующей достаточной длительной процедуры «привязки». В этих условиях альтернативой является относительно недавно появившийся и вошедший в практику метод точного позиционирования PPP (Precise Point Positioning).

Важнейшей особенностью метода PPP [2, 3] является то, что он не требует наличия базовой станции для квазисинхронных наблюдений и дифференциальных коррекций. Для компенсации основных погрешностей данный метод предполагает использование высокоточных оценок орбит и часов спутников, а также оценок тропосферных и ионосферных параметров, межчастотных задержек в радиотрактах спутников. Данную информацию формируют в международных сервисных центрах обработки GPS/GNSS наблюдений, таких как IGS, EPN, JPL и др., которые используют наблюдения глобальных и региональных сетей станций и предоставляют ее в виде файлов с расширением *.sp3, *.clk – орбиты и часы спутников, а также IONEX – файлы для коррекции ионосферных погрешностей. Но при этом возникает проблема, связанная с задержкой получения данных файлов и точностью, которую они обеспечивают. Информация о точности оценок орбит, часов спутников и атмосферных параметров, и время, через которое данная информация доступна в Internet, представлена на сайте центра обработки GNSS наблюдений IGS (<http://igs.cb.jpl.nasa.gov/components/prods>).

В январе 2008 года в Украине на рынке продуктов обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений появился программный комплекс (ПК) «GrafNav/GrafNet» версии 8.10 [4], который поддерживает ряд традиционных методов обработки GPS/GNSS данных, в том числе, и в режиме PPP. Целью данной работы является исследование точностных и эксплуатационных возможностей данного режима обработки в реализации ПК «GrafNav/GrafNet» версии 8.10, сравнение результатов независимого тестирования с заявленными производителем характеристиками [4] и их дополнение, выработка практических рекомендаций по применению режима PPP в задачах геодезии, кадастра, межевания земли, траекторных измерений и др. Исследования были проведены специалистами кафедры ОПТ ХНУРЭ с использованием наблюдений базовой GPS-станции ХНУРЭ (SURE), а также с использованием наблюдений, полученных при выполнении аэрофотосъемки на борту летательного аппарата (ЛА), предоставленных ООО «Аэрокосмическое агентство «МАГЕЛЛАН» и ЧП «ГЕОСКАНЕС», г. Киев.

В процессе исследований были проведены следующие экспериментальные работы и исследования:

1) Оценка координат станции SURE дифференциальным методом относительно IGS-станции KHAR (ННЦ «Институт метрологии», база ~1300 м) за сутки и с разделением суточного набора наблюдений на интервалы по 3 часа, это позволило оценить точность определения координат за более короткие периоды наблюдений;

2) Оценка координат станции SURE в режиме PPP за сутки и с интервалом 3 часа;

3) Оценка координат траектории полета ЛА при аэрофотосъемке дифференциальным методом;

4) Оценка координат траектории полета ЛА в режиме PPP;

5) Сравнительный анализ полученных результатов.

Оценки координат станции SURE относительно станции KHAR были получены по результатам наблюдений 28 марта 2008 года. Погрешности «привязки» координат SURE составили $\sim 2 \div 5$ мм (СКО), что позволило принять эти оценки в качестве эталонных координат.

При PPP-режиме обработки статических наблюдений использовались наиболее точные оценки орбит и часов спутников (тип: final), а также оценки значений межчастотные задержек в трактах спутников (DCB – Differential Code Bias). Файлы оценок атмосферных параметров IONEX не использовались, так как в обработку принимались двухчастотные GPS/GNSS наблюдения.

Дополнительно был проведен анализ наблюдений с применением ПК «Octava_PPA» [5], который позволяет провести высококачественную предварительную обработку наблюдений, включая контроль их. Это дало возможность провести анализ изменения точности при обработке а) «сырой» информации и б) после предварительной обработки этих же наблюдений с использованием ПК «Octava_PPA».

Ниже на рис.1 представлены отклонения по плановым координатам между PPP-решением и дифференциальным за сутки и с интервалом 3 часа. На рис. 2 представлены отклонения по высоте для станции SURE с интервалом 3 часа в зависимости от режима обработки.

При исследовании возможностей режима PPP при обработке кинематических наблюдений используемые бортовые GPS данные ЛА были обработаны с в дифференциальном и PPP-режиме, а также с применением ПК «Octava_PPA». Погрешности оценки параметров траектории полета ЛА, рассчитанной дифференциальным методом с применением ПК «GrafNav/GrafNet», не превысили $5 \div 10$ см, что позволило принять такую оценку траектории ЛА в качестве эталонной. В результате были получены невязки PPP и эталонных решений на субметровом уровне точности как по плановым координатам, так и по высоте.

При исследовании возможностей режима PPP при обработке кинематических наблюдений используемые бортовые GPS данные ЛА были обработаны с применением ПК «GrafNav/GrafNet» в дифференциальном и PPP-режиме, а также с применением ПК «Oc-

tava_PPA». Погрешности оценки параметров траектории полета ЛА, рассчитанной дифференциальным методом с применением ПК «GrafNav/GrafNet», не превысили $5 \div 10$ см, что позволило принять такую оценку траектории ЛА в качестве эталонной.

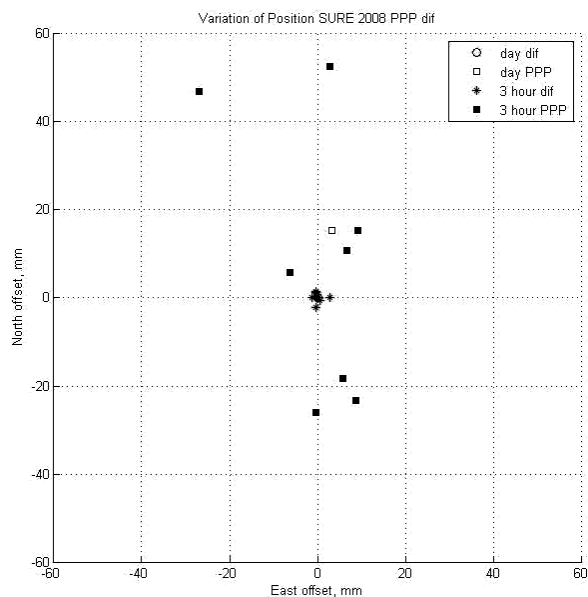


Рис. 1. Отклонения решений по плановым координатам в зависимости от режима позиционирования за сутки и для трехчасовых сессий

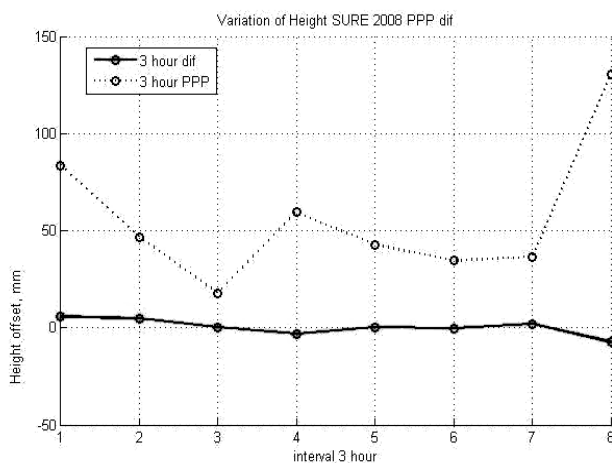


Рис. 2. Отклонения PPP- решения по высоте от эталонного для трехчасовых сессий

В результате были получены невязки PPP и эталонных решений на субметровом уровне точности как по плановым координатам, так и по высоте.

Сравнительный анализ полученных результатов оценки точностных характеристик режима PPP, реализованного в ПК «GrafNav/GrafNet», позволил сделать следующие выводы:

1) Режим точного позиционирования PPP имеет перспективы широкого практического использования в Украине, является в ряде практических случаев альтернативой и дополнением к дифференциальным методам точного позиционирования, не требует уста-

новки и использования базовых станций. При этом для обработки измерительной информации требуется использовать точные орбиты и часы спутников, оценки тропосферных и ионосферных параметров, межчастотные задержки в радиотрактах навигационных спутников и др.

2) Режим PPP, реализованный в ПК «GrafNav/GrafNet», позволяет получить субдециметровый/сантиметровый уровень точности для статических наблюдений и субметровый уровень точности для кинематических наблюдений. Для статических наблюдений оценки погрешностей определений плановых координат соответствуют оценкам, заявленным в [4], однако погрешности определения вертикальной составляющей превышают заявленные характеристики и достигают величины 5 см при суточных наблюдениях и 10-12 см при трехчасовых сеансах. Отдельные выбросы оценок на метровом уровне при кинематической съемке связаны с изменением геометрического фактора и эволюциями ЛА во время движения (полета). Использование дополнительной информации о динамике движения ЛА, по-видимому, позволит исключить аномальные выбросы оценок и улучшить представленные результаты, однако это требует дополнительных исследований.

3) Серьезный недостаток режима PPP – зависимость от точности и доступности точных продуктов IGS, что в свою очередь, приводит к задержке обработки до 2 недель. Кроме того, как показало тестирование, для достижения сантиметровой точности длительность сеанса наблюдений для обработки в PPP-режиме увеличивается в 2 и более раз по сравнению с длительностью сеанса наблюдений в дифференциальном режиме;

4) Использование ПК «Octava_PPA» позволило выполнить полный препроцессинг и анализ первичных GPS наблюдений, полученных в статическом и кинематическом режимах съемки. Это позволило улучшить точность результатов обработки в статическом режиме на 5÷10%. При обработке кинематических наблюдений погрешности определения параметров движения ЛА возрастают до метрового уровня и в этом случае использование ПК «Octava_PPA» не дало улучшения точности, по крайней мере, для анализируемой сессии измерений.

Представленные здесь результаты являются предварительными. Планируется проведение более детальных и расширенных исследований характеристик PPP режима, в частности, зависимости от применяемых типов точных эфемерид и часов (ultra rapid, rapid, final(precise)), коррекций тропосферных и ионосферных параметров для одно-, двухчастотной статической и кинематической информации и с изменением интервала времени наблюдений (1, 3, 6, 12, 24 часа).

Литература

1. Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика / Б. Гофманн-Велленгоф, Г. Ліхтнеггер, Д. Коллінз; Пер. з англ. третього вид. Під ред. Я.С. Яцківа. – Київ: Наукова думка, 1995. – 380 с.

2. Analyzing the Performance Characteristics of a Precise Point Positioning System / Mohamed Abdel-Salam, Yang Gao, and Xiaobing Shen. – Portland. ION GPS 2007. – pp. 1893-1899.

3. Precise Positioning with Undifferenced Data / Y. Gao and K. Chen. – The European Navigation Conference, 2004. – pp. 1-9.

4. Static Precise Point Positioning Accuracy in GrafNav 8.10 / Waypoint Products Group, NovAtel Inc. January 2008. www.novatel.com/Documents/, <http://eps.com.ua/>

5. Features and service performance of multifunctional software toolkit “OCTAVA” for processing and analysis of GPS/GNSS observations / Zhalilo A., Shelkovenkov D.– GEOS 2007 Conference Proceedings, Prague, Czech Republic, 1st – 2nd March 2007, pp. 102-110.

АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ

Dzvonkovskaya A.L.	263	Залевский Г.С.	189
Dzvonkovsky L.I.	263	Заяц А.Г.	213, 218
А		Зеленский А.А.	237, 273
Аксюта Г.В.	319	Зелинский В.А.	267
Андренко С.Д.	48	Зряхов М.С.	237
Андрусенко Н.И.	35	Зубков А.Н.	193, 283
Антропов О.С.	293	Зуйков В.А.	48
Б		Зюкин В.Ф.	133
Бабкин С.И.	79	И	
Багдасарян С.Т.	173	Иванова Е.А.	71, 312
Балан М.Г.	48	Игдалов И.М.	349
Богдановский А.Н.	277	Ильницкая С.И.	354
Богомолов Н.П.	241, 245	К	
Бондаренко М.Ф.	87	Казakov Е.Л.	269
Бондаренко О.Л.	315	Калютчик В.С.	149, 153
Бондарук А.Б.	351	Карачевцев А.М.	229
Борулько В.Ф.	293	Карташов В.М.	79
В		Кищенко М.А.	309
Варавин А.В.	48	Климченко В.И.	109, 133
Васильев В.А.	173	Клюева А.Н.	260
Васильев Д.Г.	269	Кобзев А.В.	185
Велегжанин И.С.	61	Коваль В.В.	233
Вовк С. М.	293	Коваль Ю.А.	312
Вовшин Б.М.	61	Коган В.В.	280
Волох А.В.	79	Кожан Е.А.	197
Выплавин П.Л.	197	Кожухов А.М.	253
Г		Козелков С.В.	277, 287
Галевич М.Н.	333	Козелкова Е.С.	337
Гапотченко О.О.	137	Колесник Р.В.	290
Гарин Е.Н.	245, 249	Колчин Д.И.	256
Гелевей М.А.	253	Коноваленко А.А.	21
Голованов А.В.	95	Кононенко В.О.	351
Гончаров А.В.	169	Кононович В.Я.	33
Горшков С.А.	156, 160	Коньшева Г.Н.	333
Гудков В.Н.	343	Косовцов Ю.Н.	193
Гузь В.И.	35	Крикливый М.В.	156
Гуцев Р.А.	149	Кудрявцев Д.М.	256
Д		Кукобко С.В.	225
Даник В.О.	167	Куликов А.Л.	256
Дейнеко В.Н.	319	Куликов Д.В.	181
Дідковський В.С.	22	Кучеров Ю.С.	40, 137, 141
Дробахин О.О.	293	Л	
Е		Лаврентьев В.Н.	33, 105
Евсеев Д.Б.	71	Лаврукевич В.В.	61
Ефремов В.С.	61, 65	Левченко А.В.	349
Евтушенко К.С.	351	Лега Ю.Г.	169
Ж		Леонидов В.И.	83, 87
Жалило А.А.	362	Леховицкий Д.И.	61, 101, 105
Желанов А.А.	362	Липатов В.П.	35
Жила О.М.	183	Литвинов В.В.	56, 109, 133
Жуга Г.А.	101, 105	Литвин-Попович А.И.	71, 75
З		Логвинов Ю.Ф.	163
Заболотний С.В.	233	Ломоносов С.Е.	337
Закиров З.З.	225	Лукин В.В.	237, 273
		Лукин К.А.	52, 197
		Лукьяненко Н.В.	14

Луценко В.И..... 67, 113, 117, 121
Луценко И.В..... 67

М

Май И.Д..... 33
Макаров А.Л. 305
Матвиенко С.А. 305
Мележик П.Н. 48
Мелешко А.В. 305
Могила А.А. 197
Монаков А.А. 91
Москаленко С.С..... 253

Н

Назаренко И.П. 40, 137, 141
Наумова Е.Э. 299
Некипелов Н.Д. 280
Нестеренко Г.В. 71, 312
Нестерович А.Г..... 319
Нечипорук П.А. 222
Никитенко Ю.Г..... 35
Ноздрин И.Г..... 325

О

Овсяникова Т.В..... 349
Олейников В.Н. 71, 75
Оліярник Б.О. 351
Орел А.В..... 339
Очкуренко А.В..... 109

П

Павлов С.Ю. 319
Палагін В.В. 181, 183
Паламарчук В.П..... 197
Пашков Д.П. 337
Пащенко С.В. 79
Педенко Ю.А. 177
Петров В.А. 260
Петрухин А.А. 256
Печенин В.В..... 222
Писарьонко Г.Г..... 315
Плаксин С.В..... 309
Подгурский А.М..... 287
Полюга В.П. 358
Поляков А.Л..... 277
Пономаренко Н.Н..... 237
Поспелов Б.Б. 358
Потапов А.А..... 207
Провалов С.А. 48
Прокопюк В.С..... 347
Просвирнин С.Л. 19
Прудюс И.Н. 283

Р

Разказовский В.Б. 48, 163
Рачинский К.А. 277
Рачинський А.П. 337
Резниченко Н.Г. 48
Родионов В.В..... 95
Рошупкин Е.С. 225
Рудич А.В..... 325

Рыхальский В.В. 253
Рябуха В.П..... 101, 105

С

Савельев С.М..... 280
Садовская Т.С. 321
Салипа С.В. 233
Седлецкий Р.М..... 65
Седышев П.Ю. 145
Седышев С.Ю. 149, 153
Седышев Ю.Н. 145
Семенец В.В..... 87
Сидоренко Ю.Б. 48
Симак В.М..... 358
Синеглазов В.М..... 354
Скворцов Т.А. 200
Солонар А.С. 160
Солонин А.С. 9
Соляник О.А. 71
Сорокин В.А..... 229
Стрелкин В.Н..... 280
Сухаревский О.И..... 189

Т

Татарец Л.П. 71
Терешко В.М..... 40, 141
Тимошок С.В. 354
Тищенко Б.Г..... 287
Томачинский Н.Т..... 33
Тютюнник В.А..... 145

У

Утюжников А.Н..... 125

Ф

Февралев Д.В. 273
Фиров С.А. 222
Філіпов В.В. 169
Флерко С.Н. 319, 362

Х

Хачатуров В.Р..... 173, 185
Хомяков Э.Н. 299
Хомякова Н.Э..... 299

Ч

Черевко В.С. 362

Ш

Шайдуров Г.Я. 245
Шевченко А.Ф. 145
Шелковенков Д.А. 362
Шентябин А.Н. 40, 137, 141
Шкиль Ю.В. 309
Шокало В.М. 362

Ю

Юдин С.В. 71

Я

Яковченко А.И..... 325, 329
Яценко П.А. 79

СОДЕРЖАНИЕ

Программный комитет конференции	3
---------------------------------------	---

ПЛЕНАРНЫЕ ЗАСЕДАНИЯ КОНФЕРЕНЦИИ

Солонин А.С. «СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ» (заказной).....	9
Лукьяненко Н.В. УЧЕТ СОВРЕМЕННЫХ ТЕНДЕНЦИЙ РАЗВИТИЯ GNSS-ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ И ПРОИЗВОДСТВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ (заказной)	14
Просвирнин С.Л. ПЛАНАРНЫЕ МЕТАМАТЕРИАЛЫ (заказной)	19
Коноваленко А.А. ПЕРСПЕКТИВЫ НИЗКОЧАСТОТНОЙ РАДИОАСТРОНОМИИ (заказной)	21
Дідковський В.С. СТАНОВЛЕННЯ АКУСТИЧНОЇ ТЕХНІКИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЇЇ РОЗВИТКУ В УКРАЇНІ (заказной).....	22

Секция 1

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ОДНО- И МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ, РАСПОЗНАВАНИЯ, ОПОЗНАВАНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ. ШУМОВАЯ И ПАССИВНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

Кононович В. Я., Лаврентьев В.Н., Май И. Д., Томачинский Н.Т. «СОВРЕМЕННЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ КП «НПК «ИСКРА» (заказной)	33
Гузь В.И., Липатов В.П., Андрусенко Н.И., Никитенко Ю.Г. «ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ СВЕРХДАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ И ДРУГИХ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РЛС КОРАБЕЛЬНОГО И БЕРЕГОВОГО БАЗИРОВАНИЯ» (заказной)	35
Кучеров Ю.С. Назаренко И.П. Терешко В.М., Шентябин А.Н. «СОЗДАНИЕ УНИФИЦИРОВАННЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ РЯДОВ РЛС С АКТИВНЫМИ ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ ПО ТРЕБОВАНИЯМ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ» (заказной)	40
Мележик П.Н., Андренко С.Д., Сидоренко Ю.Б., Провалов С.А., Разказовский В.Б., Резниченко Н.Г., Зуйков В.А., Балан М.Г., Варавин А.В. «КОГЕРЕНТНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ РАДИОЛОКАТОР Ка-ДИАПАЗОНА ДЛЯ МОНИТОРИНГА НАЗЕМНОГО ДВИЖЕНИЯ В АЭРОПОРТАХ» (заказной)	48
Лукин К.А. «ДОСТИЖЕНИЯ И ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ ШУМОВОЙ РАДИОЛОКАЦИИ» (заказной)	52
Литвинов В.В. «САМОЛЁТЫ ДАЛЬНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ: ОБЗОР ЗА 1958-2008 ГГ.» (заказной).....	56
Ефремов В.С., Велегжанин И.С., Вовшин Б.М., Лаврукевич В.В., Леховицкий Д.И. «ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СПЕКТРЫ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ В МОДЕРНИЗИРОВАННОМ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРЕ МРЛ-5» (заказной).....	61
Ефремов В.С., Седлецкий Р.М. «СИНТЕЗ МАЛОБАЗОВЫХ СИГНАЛОВ С УЛЬТРАНИЗКИМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДЛЯ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРА».....	65
Луценко В.И., Луценко И.В. «ИЗУЧЕНИЕ ТУРБУЛЕНТНОСТИ ВОЗДУШНЫХ МАСС В ГРОЗОВЫХ ОБЛАКАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС»	67

Юдин С.В., Олейников В.Н., Евсеев Д.Б., Соляник О.А. Татарец Л.П. Нестеренко Г.В., Литвин-Попович А.И., Иванова Е.А. «ПОРТАТИВНАЯ РЛС S-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ОСАДКОВ И ОБЛАЧНЫХ СИСТЕМ».....	71
Литвин-Попович А.И., Олейников В.Н. «АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ».....	75
Карташов В.М., Бабкин С.И., Волох. А.В., Пашенко С.В., Яценко П.А. «АНАЛИЗ СОВРЕМЕННОГО СОСТОЯНИЯ ТЕОРИИ И ПРАКТИКИ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ»	79
Леонидов В.И. «О НОВОМ ПОДХОДЕ К ПОСТРОЕНИЮ АЛГОРИТМА РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ВОЗМУЩЕННЫХ ТЕРМОДИНАМИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЯХ ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ».....	83
Бондаренко М.Ф., Семенец В.В., Леонидов В.И. «ИССЛЕДОВАНИЕ ЭХО-СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ В ЗОНЕ МЕГАПОЛИСА».....	87
Монаков А. А. «ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНЫХ НЕКОГЕРЕНТНЫХ РЛС ПРИ НАЛИЧИИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ»	91
Родионов В.В., Голованов А.В. «АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ТОЧЕЧНЫХ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПРОТЯЖЕННЫХ ПО ДАЛЬНОСТИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ».....	95
Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Жуга Г.А. «РЕЗЕРВЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ СИСТЕМ СДЦ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ИНТЕРВАЛОВ ЗОНДИРОВАНИЯ».....	101
Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Жуга Г.А., Лаврентьев В.Н. «ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ СДЦ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ИНТЕРВАЛОВ ЗОНДИРОВАНИЯ».....	105
Литвинов В.В., Климченко В.И., Очкуренко А.В. «ПОВЫШЕНИЕ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ ОБЗОРНЫХ РЛС С НИЗКОСТАБИЛЬНЫМИ ГЕНЕРАТОРНЫМИ ПРИБОРАМИ».....	109
Луценко В.И. «ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВЫХ ПОМЕХ ОТ МОРЯ».....	113
Луценко В.И. «ОЦЕНКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ НАБЛЮДАЕМОСТИ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ ПОМЕХ ОТ МОРЯ».....	117
Луценко В.И. «УЗКОПОЛОСНАЯ ДОПЛЕРОВСКАЯ СЕЛЕКЦИЯ МАЛОСКОРОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ МОРЯ».....	121
Утюжников А.Н. «ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРА ФОРМЫ К-РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В СМЕСИ К-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ И ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ».....	125
Литвинов В.В., Зюкин В.Ф., Климченко В.И. «СОЗДАНИЕ НИЖНЕГО ЯРУСА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПОЛЯ НА ОСНОВЕ СЕТИ СТАЦИОНАРНЫХ ПОСТОВ РТВ, ОСНАЩЕННЫХ НЕОБСЛУЖИВАЕМЫМИ УНИФИЦИРОВАННЫМИ РЛС X-ДИАПАЗОНА».....	133
Кучеров Ю.С. Назаренко И.П., Гапотченко О.О., Шентябин А.Н. «СОВРЕМЕННАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В ФОРМИРОВАНИИ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА» (заказной).....	137
Кучеров Ю.С. Назаренко И.П., Терешко В.М., Шентябин А.Н. «ЕДИНОЕ ИНФОРМАЦИОННОЕ ПОЛЕ – РЕАЛЬНОСТЬ И ПЕРСПЕКТИВЫ»	141
Седышев Ю.Н., Седышев П.Ю., Тютюнник В. А., Шевченко А. Ф. «ИССЛЕДОВАНИЯ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНО-ПАССИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ МЕТОДАМИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ».....	145

Седышев С.Ю., Гуцев Р.А., Калютчик В.С. «СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ, ОПТИМАЛЬНОГО ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА СРЕДНЕГО РИСКА, ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ СИГНАЛА».....	149
Калютчик В.С., Седышев С.Ю. «СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО УСТРОЙСТВА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА СРЕДНЕГО РИСКА ПРИ КОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА»	153
Горшков С.А., Крикливый М.В. «ПЛОТНОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕДПОРОГОВОЙ СТАТИСТИКИ АДАПТИВНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ГАУССОВСКИХ БЫСТРОФЛУКТУИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ НЕКОРРЕЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ»	156
Солонар А.С., Горшков С.А. «СИСТЕМА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ РЛС КРУГОВОГО ОБЗОРА».....	160
Разказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. «ИЗМЕРЕНИЕ УГЛА МЕСТА ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ДИФРАКЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН».....	163
Даник В.О. «ВРАХУВАННЯ ВПЛИВУ ЗАВАД У ПРОЦЕСІ ВИКОРИСТАННЯ ФАЗОВОГО МЕТОДУ ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ ЗА ДОПОМОГОЮ АНТЕННИХ ГРАТОК»	167
Лега Ю.Г., Гончаров А.В., Філіпов В.В. «СПЛЬНА ОЦІНКА ІНФОРМАТИВНОГО ПАРАМЕТРА ПОСТІЙНОГО СИГНАЛУ ПРИ УСЧЕНОМУ ОЦІНЮВАННІ ДИСПЕРСІЇ АСИМЕТРИЧНОЇ ЗАВАДИ ДРУГОГО ТИПУ ПЕРШОГО ВИДУ».....	169
Багдасарян С.Т., Васильев В.А., Хачатуров В.Р. «АМПЛИТУДНОЕ МОНОИМПУЛЬСНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА СИГНАЛА ПРИ ЧАСТОТНО-МНОГОЛУЧЕВОМ ЗОНДИРОВАНИИ ПРОСТРАНСТВА».....	173
Педенко Ю.А. «ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВ МЕСТА МАЛОВЫСОТНЫХ ЦЕЛЕЙ МНОГОЧАСТОТНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС НАД НЕРОВНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ РАЗДЕЛА»	177
Палагін В.В., Куликов Д.В. «СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ РАДІОСИГНАЛІВ НА ТЛІ НЕГАУССІВСЬКИХ АСИМЕТРИЧНО-ЕКСЦЕСНИХ ЗАВАД II-го ТИПУ 2 ВИДУ»	181
Палагін В.В., Жила О.М. «НЕЛІНІЙНІ ВИРІШАЛЬНІ ПРАВИЛА РОЗПІЗНАВАННЯ СИГНАЛІВ НА ТЛІ НЕГАУССІВСЬКИХ ЗАВАД».....	183
Кобзев А.В., Хачатуров В.Р. «МЕТОДЫ ДВУМЕРНОЙ ПЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ С КОЛЬЦЕВЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ»	185
Сухаревский О.И., Залевский Г.С. «ВТОРИЧНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ РЕЗОНАНСНЫХ РАЗМЕРОВ В МЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН».....	189
Зубков А.Н., Косовцов Ю.Н. «К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОНЯТИЯ “БЛЕСТЯЩАЯ ТОЧКА” В ПРАКТИКЕ РАДИОЛОКАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ЦЕЛЕЙ».....	193
Лукин К.А., Могила А.А., Паламарчук В.П., Выплавин П.Л., Е.А.Кожан «КОНТРОЛЬ СОСТОЯНИЯ КОЛОКОЛЬНИ СОФИЕВСКОГО СОБОРА С ПОМОЩЬЮ НАЗЕМНОГО ШУМОВОГО РСА 8 мм ДИАПАЗОНА»	197
Скворцов Т. А. «НЕКОТОРЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СИНТЕЗА АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ»	200
Потапов А.А. «ФРАКТАЛЫ, СКЕЙЛИНГ И ДРОБНЫЕ ОПЕРАТОРЫ КАК ОСНОВНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ НОВОГО ЭТАПА РАЗВИТИЯ РАДИОФИЗИКИ, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКИ: ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМ»	207
Заяц А.Г. «ПРИМЕНЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ».....	213

Заяц А.Г. «ОПТИМАЛЬНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ СТАТИСТИКИ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО СИГНАЛА»	218
Печенин В.В., Нечипорук П.А., Фиров С.А. «О ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОМ ПОДОБИИ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ КООРДИНАТНОЙ ПРИВЯЗКИ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА»	222
Закиров З.З., Кукобко С.В., Рошупкин Е.С. «ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В АКТИВНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С НЕСИНХРОННЫМ ОБЗОРОМ ПРОСТРАНСТВА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ НЕРАВНОТОЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ С РАЗНЫМ ТЕМПОМ ОБНОВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ»	225
Карачевцев А.М., Сорокин В.А. «К ВОПРОСУ АСТРОРЕФРАКТОМЕТРИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТОЧНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ КОНТРОЛЯ КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА»	229
Заболотний С.В., Салипа С.В., Коваль В.В. «СИНТЕЗ ТА МОДЕЛЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ УЗГОДЖЕНИХ ФІЛЬТРІВ НА ОСНОВІ СТЕПЕНЕВИХ СТОХАСТИЧНИХ ПОЛІНОМІВ»	233
Зеленский А.А., Лукин В.В., Зряхов М.С., Пономаренко Н.Н. «МЕТОДЫ СЖАТИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ»	237
Богомоллов Н.П. «СОВМЕСТНАЯ ОБРАБОТКА КООРДИНАТНОЙ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОДИАПАЗОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ».....	241
Шайдуров Г.Я., Богомоллов Н.П., Гарин Е.Н. «ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ».....	245
Гарин Е.Н. «АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ФОРМИРОВАНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНКИ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ В ЦЕНТРЕ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ».....	249
Кожухов А.М., Москаленко С.С., Гелевей М.А., Рыхальский В.В. «МЕТОДИКА ФИЛЬТРАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ СОВМЕСТНЫХ НАБЛЮДЕНИЯХ ОПТИЧЕСКИМИ СРЕДСТВАМИ НЦУИ КС»	253
Куликов А.Л., Колчин Д.И., Петрухин А.А., Кудрявцев Д.М. «АКТИВНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ».....	256
Петров В.А., Ключева А.Н. «СТРУКТУРА ПАРЦИАЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ МАЛЫХ УГЛАХ РАССЕЯНИЯ».....	260
A.L. Dzvonkovskaya, L.I. Dzvonkovsky «MIXED PATH LOSS MODELING FOR HIGH FREQUENCY SURFACE WAVE RADAR».....	263
Зелинский В.А. «ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ СПОСОБНОСТИ ЗЕМНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ»	267
Казаков Е.Л., Васильев Д.Г. «МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ ПРИЗНАКОВ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ МНОГОЧАСТОТНОЙ ЛОКАЦИИ С ОГРАНИЧЕННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ЧАСТОТ»	269
Февралев Д.В., Зеленский А.А., Лукин В.В. «ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ДАЛЬНОСТНЫХ ПОРТРЕТОВ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ БИСПЕКТРАЛЬНО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ РЕАЛИЗАЦИЙ»	273
Козелков С.В., Рачинский К.А., Богдановский А.Н., Поляков А.Л. «МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИДЕНТИФИКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПО НЕКОНТРОЛИРУЕМЫМ ИЗЛУЧЕНИЯМ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ»	277

Коган В.В., Некипелов Н.Д., Савельев С.М., Стрелкин В.Н. «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА СООТНОШЕНИЯ ФАЗОВОЙ И ГРУППОВОЙ СКОРОСТИ ПРИЗЕМНОГО ОБЪЕКТА ПРИ КООРДИНАТНОЙ РЕГИСТРАЦИИ ОБЪЕКТОВ, НАБЛЮДАЕМЫХ ЗАГОРИЗОНТНЫМ РАДАРНОМ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ИОНОСФЕРНОЙ ВОЛНЫ».....	280
Зубков А.Н., Прудюс И.Н. «ИНТЕГРИРОВАННЫЕ МНОГОСПЕКТРАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ГЕОМОНИТОРИНГА. КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ»	283
Козелков С.В., Подгурский А.М., Тищенко Б.Г. «ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННАЯ ЭКОЛОГИЧЕСКИ ЧИСТАЯ НАВИГАЦИОННАЯ РЛС ДЛЯ МОРСКИХ СУДОВ»	287
Колесник Р.В. «ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ДОПЛЕРОВСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ОБЪЕКТОВ АВИАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ».....	290
Антропов О. С., Борулько В.Ф., Вовк С. М., Дробахин О.О. «МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СУПЕРПОЗИЦИИ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ, ИНВАРИАНТНЫЙ К ИСКАЖАЮЩИМ ИМПУЛЬСАМ»	293

Секция 2

ГЛОБАЛЬНЫЕ, ЛОКАЛЬНЫЕ И ИНТЕГРИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ И ТОЧНОГО МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ

Хомяков Э.Н., Наумова Е.Э., Хомякова Н.Э. АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ РАЗВИТИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ И АТТЕСТАЦИИ В ПРЕЦИЗИОННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСАХ (заказной).....	299
Макаров А.Л., Матвиенко С.А., Мелешко А.В. РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГРАВИТАЦИОННОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ	305
Кищенко М.А., Плаксин С.В., Шкиль Ю.В. СИСТЕМА АБСОЛЮТНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА	309
Нестеренко Г.В., Коваль Ю. А., Иванова Е.А. ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ГЕОСТАЦИОНАРНЫХ СПУТНИКОВ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ СТАНДАРТОВ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ.....	312
Писарьонюк Г.Г., Бондаренко О.Л. ПЛАНУВАННЯ СУМІСНИХ ВИМІРЮВАНЬ СУПУТНИКОВИХ РАДІОНАВІ-ГАЦІЙНИХ СИСТЕМ І НАЗЕМНИХ ЗАСОБІВ ПРИ ПОЛІГОННИХ ВИПРОБУВАННЯХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ	315
Нестерович А.Г., Аксюта Г.В., Флерко С.Н., Павлов С.Ю., Дейнеко В.Н. МЕТОДИКА И ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ УКРАИНЫ	319
Садовская Т.С. МОНИТОРИНГ КООРДИНАТ АНТЕНН ККС СКНОУ	321
Рудич А.В., Яковченко А.И., Ноздрин И.Г. ТЕСТИРОВАНИЕ РАБОТЫ СКНОУ МЕТОДОМ ВИРТУАЛЬНЫХ ТЕСТОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ.....	325
Яковченко А.И. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ GPS-НАБЛЮДЕНИЙ.....	329
Галевич М.Н., Коньшева Г.Н. АНАЛИЗ РАБОТЫ ДЕЙСТВУЮЩЕГО ФРАГМЕНТА КОДОВОЙ ПШДК СКНОУ	333

Пашков Д.П., Козелкова Е.С., Ломоносов С.Е., Рачинський А.П. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ КОНЦЕНТРАЦИИ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАЗЕМНЫХ РТК СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ.....	337
Орел А.В. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ НАВИГАЦИИ.....	339
Гудков В.Н. МОНИТОРИНГ СНС НА ПРЕДПРИЯТИИ «ОРИЗОН-НАВИГАЦИЯ».....	343
Прокопюк В.С. НАВИГАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ GNSS.....	347
Игдалов И.М., Левченко А.В., Овсяникова Т.В. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ.....	349
Бондарук А. Б., Євтушенко К. С., Кононенко В. О., Оліярник Б. О. АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСУВАННЯ НАВІГАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ НАВІГАЦІЇ БОЙОВОЇ МАШИНИ.....	351
Ильницкая С.И., Синеглазов В.М., Тимошок С.В. МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ИНДИКАТОР ЭЛЕКТРОННЫХ НАВИГАЦИОННЫХ КАРТ.....	354
Полюга В.П., Поспелов Б.Б., Симак В.М. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ЛЕТНОГО КОНТРОЛЯ РАДИОМАЯЧНЫХ СИСТЕМ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОГО ЗАХОДА НА ПОСАДКУ И ОБСЛУЖИВАНИЯ ВОЗДУШНОГО ДВИЖЕНИЯ.....	358
Желанов А.А., Шелковенков Д.А., Жалило А.А., Шокало В.М., Флерко С.Н., Черевко В.С. ТОЧНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛИЗАЦИИ РЕЖИМА ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ PPP В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ «GRAFNAV/GRAFNETTM». ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ.....	362
АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ.....	366

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
3-го Международного радиоэлектронного форума
«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития»
(МРФ'2008)

Том I
МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИИ,
РАДИОАСТРОНОМИИ И СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ»
(СРРСН-2008)

Часть 1

Ответственные за выпуск

Рябуха В.П.
Булавина Е.С.

Материалы сборника публикуются в авторском варианте
без редактирования

Подписано к печати 29.09.2008. Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 43,5. Тираж 250 экз. Цена договорная. Зак. №

61166 Украина, Харьков, просп. Ленина, 14

Отпечатано в учебно-научном издательско-полиграфическом центре ХНУРЭ
61166 Украина, Харьков, просп. Ленина, 14

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
3-го Международного радиоэлектронного форума
«Прикладная радиоэлектроника.
Состояние и перспективы развития»
(МРФ'2008)

3nd International Radio Electronic Forum
(IREF'2008)

PROCEEDINGS

Том I

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИИ,
РАДИОАСТРОНОМИИ И СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ»
(СРРСН-2008)

Часть 2

Volume I

INTERNATIONAL CONFERENCE
«MODERN AND PERSPECTIVE RADAR, RADIO ASTRONOMICAL
AND SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS»
(SRRSN-2008)

Part 2

22–24 октября 2008 г.

Харьков, Украина

October 22–24, 2008

Kharkov, Ukraine

Харьков
2008

УДК 621.37/.39

3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов. Том. I. Международная конференция «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». Ч. 2. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2008. – 272 с.

В сборник включены научные доклады участников Международной конференции «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» (СРРСН) 3-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008.

Издание подготовлено инновационно-маркетинговым отделом
Харьковского национального университета радиоэлектроники
и редакцией журнала «Прикладная радиоэлектроника»

61166, Украина, Харьков, просп. Ленина, 14.

Тел.: (057) 7021-397, 7021-515, 7021-735

Факс: (057) 7021-113

E-mail: innov@kture.kharkov.ua

akad@kture.kharkov.ua

© Академия наук прикладной
радиоэлектроники,
2008

© Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
2008

Секция № 3
**ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА АНТЕНН В ЗАДАЧАХ
ПРИЕМА-ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ (ИНФОРМАЦИИ)
И ЭНЕРГИИ**

СШП АНТЕННЫ. ДОСТИЖЕНИЯ, ПРОБЛЕМЫ, ПЕРСПЕКТИВЫ

Почанин Г.П.

Институт радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова
Национальной академии наук Украины,
61085, Харьков, ул. Акад. Проскуры, 12, Тел. (057)-7203470
E-mail: gpp@ire.kharkov.ua

Peculiar properties of the antennas designed for radiation and reception of ultrawideband (UWB) impulse electromagnetic fields are discussed. Basic patterns of relationship going with UWB pulse radiation are shown. Modern approaches to the UWB antennas development and analysis are considered.

Самые первые антенные системы, предназначенные для излучения и приема электромагнитных волн, возбуждались импульсами напряжения (тока), формируемыми при электрических разрядах. В современной терминологии это сверхширокополосные сигналы. В соответствии с определением [1] их относительная полоса частот $\eta = \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L}$, где f_H и f_L – верхняя и нижняя частоты в спектре сигнала соответственно, обычно существенно превосходит принятый сегодня критерий сверхширокополосности $\eta \geq 0,2$.

Стремясь улучшить энергетические характеристики канала передачи - приема, ученые и инженеры интуитивно создавали условия для более эффективного излучения и более чувствительного приема путем выбора соответствующих конструкции и формы излучателя и приемной антенны, обеспечивающих как можно более широкую полосу рабочих частот. В это время был разработан ряд конструкций антенн, которые впоследствии стали прообразом для современных СШП антенных систем [2]. Впоследствии оказалось, что энергетически более выгодно использовать электромагнитные волны, имеющие синусоидальную временную зависимость, и вплоть до конца 80-х – начала 90-х годов XX века специалистов в области прикладной электродинамики интересовали практически исключительно синусоидальные волны и узкополосные (УП) системы.

Взрыв интереса к СШП импульсным полям приходится на начало 90-х годов. Его обусловил целый ряд причин. С одной стороны, современные технологии дали возможность генерировать мощные импульсы короткой длительности с высокой стабильностью формы и момента появления, а также - регистрировать сигналы короткой длительности и хранить их в цифровом виде. С другой стороны, повышенные требования к скорости передачи информации в каналах связи, а также к точности радиолокационных систем (вплоть до получения некоординатной информации о цели) могли быть удовлетворены при использовании СШП сигналов. Наиболее сложными проблемами на пути создания СШП радиосистем оказались эффективные и неискажающие форму сигнала излучение и прием – т.е. разработка СШП антенных систем.

Поскольку речь шла о нестационарных полях (полях, которые существуют ограниченный, обычно очень короткий промежуток времени и изменяются во времени по законам, отличным от гармонического – синусоидального), пришлось осваивать новые методы конструирования и анализа, адекватные таким антеннам. Оказалось даже, что набора параметров, характеризующих привычные узкополосные антенны, совершенно недостаточно, чтобы описать СШП антенны. В результате появились диаграммы направленности по пиковой амплитуде, мощности, энергетическая и т.д., которые в данном случае отличаются одна от другой и характеризуют определенные свойства антенны (в узкополосном случае это одни и те же диаграммы). Сопротивление излучения СШП антенны – это уже нестационарная величина, имеющая определенную временную зависимость. О том, как измерить КПД СШП антенны до сих пор нет единого мнения.

Следует отметить, что и при возбуждении узкополосных антенн в начале и в конце времени воздействия возбуждающего сигнала имеют место переходные процессы и нестационарные поля, однако в узкополосной антенной технике эти интервалы установле-

ния полей обычно не рассматривались. В СШП антенной технике именно эти интервалы представляют интерес и являются предметом исследования.

Существует ряд подходов к анализу СШП антенн. Например, в работе [2] СШП антенна рассматривается с четырех позиций: 1 – антенна в качестве преобразователя, 2 – антенна в качестве трансформатора, 3 – антенна в качестве излучателя, 4 – антенна в качестве преобразователя энергии. Каждый из этих подходов концентрируется на исследовании вполне определенного набора характеристик. Например, в позиции 1 антенна – это черный ящик с набором электрических параметров, в 2 – антенна – это преобразователь волнового сопротивления, в 3 – исследуется поведение токов и их связь с полями, формируемыми антенной, в 4 – интерес представляют потоки энергии через антенну. Каждый из этих подходов направлен на оптимизацию определенных свойств антенны.

Современные достижения в области вычислительной техники позволили поставить на вооружение исследователей такой мощный инструмент, как метод конечных разностей во временной области (Finite Difference Time Domain - FDTD) [3]. Этот метод отличается универсальностью, возможностью анализировать электродинамические структуры любой геометрии и с любыми электрическими параметрами. Огромный интерес для исследователя представляют результаты, получаемые в рамках FDTD метода, поскольку именно он дает возможность наблюдать за развитием электродинамических процессов во времени и наглядно показывает какие из геометрических и электрических параметров и в какой степени определяют параметры излученного поля.

Очень важными с точки зрения исследования процесса излучения электромагнитных полей являются эксперименты с такими каноническими излучателями, как штырь, ТЕМ – рупор, диполь, и другие. В докладе приводятся результаты экспериментов, иллюстрирующих закономерности процесса излучения при импульсном возбуждении антенн. На основании таких экспериментов становится понятным как повысить эффективность излучения, сконцентрировать излучение СШП антенны в определенном направлении. Эксперименты с простейшими двухэлементными антенными решетками показали, как можно изменять диаграмму направленности антенны. Кроме того, на примере решетки антенн большого тока Хармута [1] показано, что определенные конфигурации решеток позволяют значительно увеличить эффективность излучения СШП антенны, используя для этого сильную связь между элементами решетки [4]. На примере антенн большого тока также экспериментально показано, что существует возможность излучать импульсные сигналы различной длительности одной и той же антенной [5].

В отличие от узкополосных сигналов, при возбуждении антенны СШП импульсами можно наблюдать трансформацию временной зависимости поля [6], связанную с переходом из ближней зоны в дальнюю, что очень важно для систем ближнего радиуса действия. Результаты экспериментов также приведены в докладе.

Следует отметить еще одну особенность СШП антенн, излучающих короткие импульсные сигналы. Если не предпринимать специальных мер, то диаграммы направленности антенны по пиковой амплитуде и энергетическая не имеют нигде провалов до нуля. Нет в них также выраженных боковых лепестков.

Представления о физических процессах, происходящих в излучателе несинусоидальных электромагнитных волн, позволяют выделить свойства, характерные для определенного набора антенн, и предложить вариант их классификации. В качестве признака, определяющего принадлежность антенны к тому или иному классу, выберем соотношение между пространственной длительностью импульса и физическими размерами антенны.

Антенны малых относительных размеров отнесем к классу элементарных антенн. Для них свойственно практически одновременное установление тока по всем токоведущим элементам. Следствием этого являются минимум послеимпульсных колебаний в излученном (принятом) импульсе. Но из-за того, что у этих антенн области интенсивного излучения расположены близко друг к другу, поля, излученные этими областями в дальнюю зону, в значительной мере взаимно компенсируются, а напряженность излученного поля оказывается малой. Поэтому элементарные антенны малоэффективны как излучате-

ли. Диаграммы направленности элементарных СШП импульсных антенн по пиковой амплитуде широки.

Характерным для "квазирезонансных" антенн является соизмеримость длительности возбуждающего импульса с периодом резонансного колебания в антенне. Это создает условия для возникновения колебаний при возбуждении антенны. При этом форма излученного (принятого) импульса искажается, приобретая форму затухающего колебания. Однако, несмотря на это, квазирезонансные антенны, ввиду их компактности, находят широкое применение в радиолокаторах подповерхностного зондирования, системах связи. В этих антеннах предпринимаются специальные меры по снижению их добротности путем введения в конструкцию распределенных или сосредоточенных нагрузок.

К антеннам бегущей волны относятся некоторые модификации щелевых антенн (антенны Вивальди, "заячьи уши" и др.), ТЕМ - рупоры, логопериодические антенны, спиральные антенны, и др. Благодаря большим размерам, антенны бегущей волны формируют направленное излучение и обеспечивают направленный прием. Большие размеры позволяют обеспечить достаточно хорошее согласование антенны с подключаемыми к ней устройствами. В результате эффективность излучения таких антенн может достигать больших величин. Следует отметить, что для антенн бегущей волны в большей степени характерно минимизация искажений формы сигналов при излучении или приеме.

Несмотря на то, что пиковые мощности сигналов, возбуждающих СШП антенны достигают единиц - десятков киловатт (иногда доходя до нескольких гигаватт), из-за малой длительности процесса излучения таких сигналов энергии, заключенные в них, невелики. Существенно менее мощные узкополосные сигналы излучаются значительно большее время, перенося в итоге больше энергии, что способствует увеличению дальности канала передачи. В процессе приема узкополосного сигнала принимаемая энергия всех периодов суммируется в колебательном контуре приемной системы. В результате в ходе приема амплитуда сигнала растет, а амплитуда шумов, поступивших на вход приемника, снижается. Для приема СШП сигналов обычно используют стробоскопический преобразователь, который позволяет измерять временные параметры импульсов нано и пикосекундной длительности. Но при таком преобразовании теряется существенная часть энергии сигнала. Шумы при этом не уменьшаются. Такое различие в принципах передачи и приема УП и СШП сигналов обусловило тот факт, что СШП системы – это системы, как правило, ближнего радиуса действия: канал передачи данных "последняя миля", радиолокационное зондирование грунта, медицинские локаторы, локаторы обнаружения объектов за оптически непрозрачными преградами, и т.д.

Один из путей преодоления проблемы повышения энергетических характеристик СШП систем, предложенный в работе [7], представляет собой использование резонансных излучателей и селективных приемников периодических волн. В обоих случаях суть предложения состоит в том, чтобы при помощи линий задержки и усилительных элементов добиться того, чтобы каждый очередной сигнал из периодической последовательности СШП импульсов, попадая в область возбуждения антенны, оказывался синхронным и синфазным с предыдущими сигналами. В этом случае возможно суммирование энергии принятых импульсов и излучение практически всей подводимой к излучающей антенне энергии так же, как и в резонансном колебательном контуре и резонансной антенне. К сожалению, несмотря на высокий потенциал, эта идея до сих пор не реализована на практике.

В настоящее время известно множество публикаций в области разработки и исследования СШП антенн. Их число исчисляется тысячами. Если раньше в большей степени интересовались радиолокационными приложениями СШП сигналов, и публикации содержали описания рупорных конструкций, антенн Bow-tie, зеркальных антенн – антенн бегущей волны и квазирезонансных, то в последние годы интерес сместился в область СШП антенн для систем мобильной связи, которые в большей степени относятся к элементарным и квазирезонансным антеннам. В докладе содержится ряд примеров СШП антенн различного назначения с их описанием и характеристиками.

Тот факт, что излученный антенной сигнал имеет длительность, сопоставимую с характерным временем изменения напряженности излученного электромагнитного поля дает возможность формировать в пространстве поля с требуемой временной зависимостью. Например, в работе [8] показано, что излучая последовательно во времени ряд коротких импульсов, можно получить суммарный импульс поля увеличенной длительности. Этим достигается с одной стороны большая эффективность излучения (характерная для коротких импульсов) и повышенная проникающая способность в проводящие среды (характерная для импульсов большой длительности). С другой стороны, синхронизируя ряд излучателей определенным образом, можно формировать повышенную напряженность поля в определенной локализованной области пространства. При этом в остальном пространстве напряженность поля может оставаться невысокой.

Интересным является и тот факт, что сигналы, излученные несколькими излучателями могут формировать совокупный сигнал, спектр которого существенно отличается от спектров каждого из одиночных сигналов. Трансформации спектров происходят как во времени, так и в пространстве. Эта особенность характерна только для СШП сигналов и открывает новые возможности для систем локации и связи. Одним из примеров применения этого свойства является приемно-передающая антенная система с полной частотно-независимой развязкой между передающим и приемным модулями [9], обладающая дополнительной возможностью пространственной обработки сигнала.

В целом переход к использованию СШП антенных систем и нестационарных электромагнитных полей дал разработчикам такой инструмент, как управление временными параметрами импульсов излучаемого сигнала, что открывает новые, перспективы по созданию локационной и связной аппаратуры различного назначения.

Литература

1. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
2. Schantz H. The art and science of ultrawideband antennas. Boston: Artech House, 2005. - 331 p.
3. Taflove A. Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method. – New York: Artech House, 1995. – 599 p.
4. Pochanin G.P., Masalov S.A. Use of the coupling between elements of the vertical antenna array of LCRs to gain radiation efficiency for UWB pulses. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 55, №. 6. – P.1754-1759.
5. Почанин Г.П. Излучение импульсных сигналов разной длительности перестраиваемой антенной системой большого тока // Радиофизика и электроника. – 2000. – Т.5, №2. – С.118–127.
6. Вопросы подповерхностной радиолокации / Под ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 418 с.
7. Хармут Х. Ф. Теория секвентного анализа: основы и применения. Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 575 с.
8. Harmuth H.F., Boules R.N., Hussain M.G.M. Electromagnetic signals: reflection, focusing, distortion, and their practical applications. – New York: Kluwer Academic / Plenum Publishers, 1999. – 214 p.
9. Пат. 81652 UA Спосіб розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи. - Копилов Ю. О., Масалов С. О., Почанин Г. П. Заявлено 17.08.2005; Опубл. 15.03.2007. – 16 с.

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ИМПЕДАНСНЫХ СТРУКТУР С ЗАДАНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ И РАССЕЯНИЯ

Юханов Ю.В., Юханов А.Ю., Привалова Т.Ю.

Технологический институт Южного Федерального университета в г. Таганроге
347928, Некрасовский, 44, Таганрог, Россия

E-mail: yu_yukhanov@mail.ru; airpu@tsure.ru

The paper deals with synthesis problems of non-uniform stationary and quasistationary impedance planes with necessary directional and scattering characteristics. The synthesis problem of impedance plane reflecting a homogeneous flat wave in the given direction is solved in the strict statement; the reflection coefficients and desired law of the impedance distribution are received in an obvious form. Restrictions on a class of diagram and scattering patterns realizable with reactance planes are formulated.

Введение. Проектирование объектов с заданными излучающими и рассеивающими свойствами требует постановки и решения обратных задач электродинамики или задач синтеза. Эффективное управление процессом рассеяния электромагнитных волн можно осуществлять с помощью широкого класса электродинамических структур, электрофизические свойства которых поддаются описанию с помощью импедансных граничных условий Щукина - Леонтовича [1]. Такие задачи, как правило, решают на основе строгих подходов, связанных с использованием различных численных методов [2], [3]. Однако, в большинстве практически важных случаев, как в антенной технике, так и в радиолокации, электрические размеры синтезируемых отражателей и антенн велики, и поэтому их эффективное решение возможно лишь с применением приближенных методов. Сложность приближенного решения задач синтеза связана с необходимостью определения коэффициентов отражения от неоднородной импедансной плоскости, что требует строгого решения задачи рассеяния плоской волны на неоднородной импедансной плоскости в аналитически замкнутой форме.

В данной работе изложены основные результаты, полученные за последние 10-15 лет на кафедре антенн и радиопередающих устройств ТТИ ЮФУ в области анализа и синтеза импедансных структур с заданными характеристиками излучения и рассеяния.

2. Синтез импедансной плоскости. Коэффициенты отражения

Поскольку для решения создания отражателей произвольной формы с заданными характеристиками необходимо знание коэффициентов отражения, то на первом этапе были найдены коэффициенты отражения плоской волны для изотропной и анизотропной неоднородной импедансной плоскости, переотражающей падающую волну в заданном направлении на требуемой поляризации, в стационарном и квазистационарном режимах.

2.1. Синтез изотропной плоскости. В результате проведенных исследований для плоскости S , параметры которой могут меняться во времени так, что в квазистационарном случае они подчиняются [4] граничным условиям типа Щукина-Леонтовича

$$[\mathbf{n}, \mathbf{E}] = -Z[\mathbf{n}, [\mathbf{n}, \mathbf{H}]] \quad (1)$$

найден закон распределения импеданса $Z(x, t)$, обеспечивающий преобразование плоского фронта падающей однородной волны в плоский фронт отраженной в требуемом направлении φ_0 однородной плоской монохроматической волны с частотой ω_2 ($\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 \ll \omega_1$).

Аналитические представления падающего и отраженного полей в виде:

$$\mathbf{H}^i = \mathbf{i}_z H_0 e^{i\chi_1}; \quad \mathbf{H}^s = \mathbf{1}_z H_0^s e^{i\chi_2}, \quad (2)$$

где; $\chi_1 = \omega_1 t + k_1 x \cos \varphi_i$; $\chi_2 = \omega_2 t - k_2 x \cos \varphi_0$; $k_{1,2} = \omega_{1,2}/c$; c – скорость света, позволили получить выражение для нормированного поверхностного импеданса в явном виде:

$$Z = 0,5(\cos \gamma_i - \cos \gamma_0) + i0,5(\cos \gamma_i + \cos \gamma_0) \operatorname{tg} \eta(x, t), \quad (3)$$

где; $\eta = 0,5[\Delta\omega t - k_2 x(\omega_1 \cos \varphi_i + \omega_2 \cos \varphi_0)]/\omega_2$.

Условие физической реализуемости реальной части пассивного импеданса в формулах (3) $\cos \gamma_i - \cos \gamma_0 \geq 0$ определяет ограничение на класс реализуемых диаграмм рассеяния: *пассивный импеданс ($ReZ \geq 0$) обеспечивает полное отражение однородной плоской волны лишь в сектора углов, для которых выполняются условия: $\varphi_0 \leq \varphi_i$; $\varphi_0 \geq \pi - \varphi_i$.*

Реактанс ($\cos \gamma_i - \cos \gamma_0 = 0$) такой перевод может осуществить только в обратном $\varphi_0 = \varphi_i$ ($Z = i \cos \gamma_i \operatorname{tg} [0.5 \Delta \omega t - 0.5 k_2 \cos(\varphi_i x)(\omega_1 + \omega_2) / \omega_2]$, в стационарном случае при $\Delta \omega = 0$, $Z = i \cos \gamma_i \operatorname{tg} kx \cos \varphi_i$) или зеркальном $\varphi_0 = \pi - \varphi_i$ (при $\Delta \omega = 0$, $Z = 0$, $Z = i \cos \gamma_i \operatorname{tg} [0.5 \Delta \omega t - 0.5 k_2 \cos(\varphi_i x)(\omega_1 - \omega_2) / \omega_2]$) направлениях.

Поверхностный импеданс в квазистационарном случае оказывается однородным при отражении луча не в зеркальном направлении ($\varphi_0 = \pi - \varphi_i$), как в стационарном случае, а в направлении $\varphi_0 = -\arccos\left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \cos \varphi_i\right)$.

То есть даже однородный вдоль поверхности импеданс, меняющийся во времени, меняет не только частоту отраженного сигнала, но и направление его отражения.

Получено строгое решение задачи анализа реактансной плоскости $Z = i Z_0 \operatorname{tg} \eta(x, t)$ в аналитически замкнутой форме, которое показало [5], что в отраженном поле помимо основного луча в направлении $\varphi = \varphi_0$ возникает ещё целый спектр отраженных волн, как пространственных, так и поверхностных. Лишь при $Z_0 = \sin \varphi_0$, поверхностные волны отсутствуют, а в отраженном поле будут присутствовать только две пространственные гармоники. Это однородные плоские волны, распространяющиеся в заданном $\varphi = \varphi_0$ направлении с требуемым смещением спектра ($\mathbf{E}_0^s, \mathbf{H}_0^s$) и в зеркальном $\varphi = \pi - \varphi_i$ направлениях с частотой, равной частоте падающего поля.

Для такого импеданса, создающего только две отраженные однородные волны, получены коэффициенты отражения $P_{E,H}$. Для рассмотренной поляризации

$$P_H = \frac{(3 \cos \gamma_i - \cos \gamma_0) \cos \gamma_0 - Z (\cos \gamma_i + \cos \gamma_0)}{(\cos \gamma_i + \cos \gamma_0) (\cos \gamma_0 + Z)}.$$

Для анализа процессов, происходящих при падении плоской волны на рассматриваемую реактансную структуру с произвольного направления, несовпадающего с расчетным, и оценки влияния параметра Z_0 на соотношение амплитуд различных гармоник необходимо иметь решение задачи анализа в замкнутой форме.

В результате решения такой задачи [5] было показано, что действительный множитель Z_0 обуславливает соотношение между амплитудами пространственных гармоник рассеянного поля и с его помощью можно управлять интенсивностью основного и дифракционных лепестков.

2.2. Синтез анизотропной плоскости. Для импедансной квазистационарной анизотропной плоскости S с диагональным тензором \hat{Z} в виде частой решетки ортогональных произвольно ориентированных на поверхности S импедансных полос Z_E, Z_M найдены параметры Z_E, Z_M такими, что при падении плоской волны $\mathbf{H}^i = \boldsymbol{\eta} H_0 e^{i[\omega_1 t + k_1(x \cos \varphi_0 + y \sin \varphi_0)]}$ рассеянное поле представляло собой однородную плоскую волну, отраженную под заданным углом $\varphi = \varphi_0$ на заданной поляризации ($\mathbf{E}^s, \mathbf{H}^s$) и частотой ω_2 $\mathbf{E}^s = \boldsymbol{\xi} E_0 e^{i[\omega_2 t - k_2(x \cos \varphi_0 + y \sin \varphi_0)]}$, где $\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\xi}$ – единичные вектора, определяющие поляризации падающей и рассеянной волн; $H_0, E_0 = |E_0| e^{i\psi_0}$; $\psi_0 = \text{const}$ – комплексные константы.

Требуемый закон распределения импеданса получен непосредственно из граничных условий (1)

$$Z_E = \frac{\cos \alpha E_x - \sin \alpha E_z}{\sin \alpha H_x + \cos \alpha H_z}; \quad Z_M = \frac{\sin \alpha E_x + \cos \alpha E_z}{\sin \alpha H_z - \cos \alpha H_x},$$

где угол α определяет ориентацию полос Z_E, Z_M на плоскости S.

Найдены условия реализуемости чисто реактивного тензора импеданса (ограничения на класс реализуемых анизотропных рассеивателей с тензором чисто реактивного импеданса), вытекающие из уравнение баланса энергии падающей и отраженной волн:

$$|E_0| = \sqrt{\frac{\sin \varphi_i}{\sin \varphi_0}}; \quad \operatorname{tg} 2\alpha = 2 \frac{\sqrt{\sin \varphi_i \sin \varphi_0}}{\cos \chi (1 - \sin \varphi_i \sin \varphi_0)}, \quad (4)$$

где $\chi = \psi_0 + \Delta\omega t - x(k_1 \cos \varphi_i + k_2 \cos \varphi_0)$.

Синтезированная импедансная структура в этом случае имитирует с одной стороны, наклон отражающей плоскости (поляризатора), а с другой, за счет изменения во времени параметров анизотропной структуры, — её движение.

Анализ условия (4) показывает, что ориентация полос является функцией, как координат, так и времени, т.е. $\alpha = \alpha(x, t)$. Угол α оказывается постоянным, причем равным $\pi/4$, только при нормальном падении и отражении волны ($\varphi_i = \varphi_0 = \pi/2$). Импедансная структура в зависимости от знака $\Delta\omega$ имитирует движение плоскости навстречу падающей на неё волне или, наоборот, от неё. В остальных случаях компоненты Z_E, Z_M, α тензора \hat{Z} импеданса являются функциями углов падения и отражения волн, а также времени.

Поле, отраженное такой анизотропной квазистационарной структурой, на согласованной поляризации имеет частоту ω_1 , а на крессовой — ω_2 . Причем на согласной поляризации синтезированная анизотропная структура эквивалентна «черному» телу Кирхгофа.

Рассмотрена возможность синтеза анизотропной структуры с фиксированной геометрией реактансных полос ($\alpha = \text{const}$). Показано, что с помощью фиксированной ориентаций анизотропной импедансной структуры полный перевод отраженного поля на крессполяризацию в произвольном направлении со смещением частоты оказывается невозможным. В отраженном поле неизбежно появится дополнительный, зеркальный (H^r), луч на согласной поляризации той же частоты, что и падающая волна (ω_1), т.е.

$$H_z = e^{i[\omega_1 t + k_1(x \cos \varphi_i + y \sin \varphi_i)]} + H^r e^{i[\omega_1 t + k_1(x \cos \varphi_i - y \sin \varphi_i)]}.$$

Причем $H^r = -\frac{1 - \sin \varphi_i \sin \varphi_0}{1 + \sin \varphi_i \sin \varphi_0}; |E_0| = \pm \frac{2 \sin \varphi_i}{1 + \sin \varphi_i \sin \varphi_0}$. Компоненты Z_E и Z_M при

этом имеют вид:

$$Z_E = -\frac{i}{\sin \varphi_0} \operatorname{tg} \frac{\chi}{2}; \quad Z_M = \frac{i}{\sin \varphi_0} \operatorname{ctg} \frac{\chi}{2},$$

где $\chi = \psi_0 + \Delta\omega t - x(k_1 \cos \varphi_i + k_2 \cos \varphi_0)$.

Показано, что фиксация угла $\alpha = 45^\circ$ приводит к сравнительно небольшому снижению уровня основного лепестка на крессовой и значительному росту зеркального лепестка на согласной поляризации.

Для проектирования отражателей сложной формы с заданной матрицей рассеяния приближенными методами были найдены коэффициенты $P_{m,n}$ ($m, n = 1, 2$) отражения от анизотропной плоскости:

$$E_z^s = P_{11} E_z^i + P_{12} H_z^i; \quad H_z^s = P_{21} E_z^i + P_{22} H_z^i.$$

При этом полагалось, что искомым закон распределения тензора импеданса \hat{Z} обеспечивает переотражение плоской волны в заданном направлении φ_0 на требуемой поляризации.

В результате для $P_{m,n}$ получены следующие выражения:

$$\begin{aligned} P_{11} &= [Z_E Z_M \sin \varphi_i - \sin \varphi_0 + Z_E (\sin^2 \alpha \sin \varphi_i \sin \varphi_0 - \cos^2 \alpha) + \\ &+ Z_M (\cos^2 \alpha \sin \varphi_i \sin \varphi_0 - \sin^2 \alpha)] / \Delta; \\ P_{22} &= [\sin \varphi_i - Z_E Z_M \sin \varphi_0 + Z_E (\sin^2 \alpha \sin \varphi_i \sin \varphi_0 - \\ &- \cos^2 \alpha) + Z_M (\cos^2 \alpha \sin \varphi_i \sin \varphi_0 - \sin^2 \alpha)] / \Delta; \\ P_{12} &= \sin \alpha \cos \alpha (\sin \varphi_i + \sin \varphi_0) \frac{Z_H - Z_E}{\Delta}; \quad P_{21} = -P_{12}, \end{aligned}$$

где $\Delta = \sin \varphi_0 (1 + Z_E Z_H) + Z_E (\sin^2 \alpha \sin^2 \varphi_0 + \cos^2 \alpha) + Z_M (\cos^2 \alpha \sin^2 \varphi_0 + \sin^2 \alpha)$.

Полученные формулы отличаются от известных [6] коэффициентов Френеля $P_{m,n}$ наличием углов φ_0 . Это связано с тем, что в работе [6] эти коэффициенты получены для постоянного импеданса, при котором существует только зеркальное отражение волны ($\varphi_0 = \pi - \varphi_i$).

2.3. Коэффициенты отражения трехмерной модели импедансной плоскости. На поверхности S реализован импеданс в виде частой решетки ортогональных произвольно ориентированных (вдоль ортов \mathbf{u} и \mathbf{v}) реактансных полос Z_E, Z_M :

$$E_v = -Z_M H_u; \quad E_u = Z_E H_v.$$

Импеданс представлен в виде тензора общего вида, компоненты которого связаны с векторами ЭМП следующим образом: $E_y = Z_{11} H_x + Z_{12} H_y$; $E_x = -Z_{21} H_x - Z_{22} H_y$, где $Z_{11} = Z_E \sin^2 \alpha + Z_M \cos \alpha$; $Z_{22} = Z_E \cos^2 \alpha + Z_M \sin \alpha$; $Z_{12} = Z_{21} = \sin \alpha \cos \alpha (Z_M - Z_E)$; $\cos \alpha = (\mathbf{i}_x, \mathbf{u})$; $\sin \alpha = (\mathbf{i}_x, \mathbf{v})$, $\cos \alpha = (\mathbf{i}_x, \mathbf{u})$; $\sin \alpha = (\mathbf{i}_x, \mathbf{v})$

Плоскость падения и отражения могут не совпадать. Для определенности $[\mathbf{k}_i, \mathbf{i}_y] = 0$.

В результате решения задачи синтеза для плоскости, переотражающей падающую плоскую волну в произвольно заданном направлении, получены выражения для коэффициентов отражения, введенных для вектора напряженности магнитного поля

$$H_x^s = P_{11} H_x^i + P_{12} E_x^i; \quad H_y^s = P_{21} H_x^i + P_{22} E_x^i.$$

Искомые выражения для этих коэффициентов найдены из уравнений Максвелла

$$\begin{aligned} P_{11} &= \{(\zeta + Z_{22} \cos \gamma_0)(\cos \gamma_i - Z_{11}) + Z_{21}(\chi + Z_{12} \cos \gamma_0)\} / \Delta; \\ P_{22} &= \{(\xi + Z_{11} \cos \gamma_0)(1 - \cos \gamma_i Z_{22}) + Z_{12}(\chi + Z_{21} \cos \gamma_0)\} / \Delta; \\ P_{12} &= \{Z_{12}(\cos \gamma_0 + \zeta \cos \gamma_i) + \chi(1 - Z_{22} \cos \gamma_i)\} / \Delta; \\ P_{21} &= -\{Z_{21}(\zeta + \cos \gamma_0 \cos \gamma_i) + \chi(\cos \gamma_i - Z_{11})\} / \Delta; \\ \Delta &= \cos \gamma_0 (1 + Z_E Z_M) + \zeta Z_{11} + \xi Z_{22} - \chi(Z_{12} + Z_{21}), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\chi = (\mathbf{k}_s, \mathbf{i}_x) (\mathbf{k}_s, \mathbf{i}_y)$; $\zeta = \{1 - (\mathbf{k}_s, \mathbf{i}_x)^2\}$; $\xi = \{1 - (\mathbf{k}_s, \mathbf{i}_y)^2\}$. $\cos \gamma_i = (\mathbf{k}_i, \mathbf{n})$; $\cos \gamma_0 = -(\mathbf{k}_s, \mathbf{n})$; $\mathbf{k}_i, \mathbf{k}_s$ - вектора коэффициентов распространения падающей и отраженной волн.

Формулы (6) отличаются от общеизвестных [6] наличием слагаемых с множителем χ , который обращается в ноль, если падающий и отраженный лучи лежат в параллельных или ортогональных плоскостях.

Кроме того найдены выражения для импеданса, обеспечивающего преобразование цилиндрического фронта падающей волны в плоскую отраженную в заданном направлении волну. Рассмотрен важный, с точки зрения обеспечения заданных направленных

свойств щелевых антенн и обеспечения их электромагнитной совместимости, случай расположения источника непосредственно на поверхности импедансной плоскости. Для всех случаев законы распределения чисто реактивного импеданса получены в явном виде.

Получен ряд фундаментальных ограничений на достижимые параметры диаграмм рассеяния. В частности показано, что основной лепесток диаграммы отражения с помощью реактансного покрытия невозможно отклонить от нормали более чем на 30^0 (при нормальном падении волны).

3. Синтез импедансных отражателей и антенн

3.1. Полученные формулы для коэффициентов отражения неоднородной импедансной плоскости, переотражающей падающую волну в заданном направлении, использованы для решения задач синтеза отражателей и антенн, их двумерных и трехмерных моделей, по заданным характеристикам отражения и рассеяния на заданной поляризации в требуемой полосе частот.

В качестве заданной предложено выбирать диаграмму рассеяния идеально проводящего или импедансного рефлектора с кусочно-дифференцируемой поверхностью S_0 и контуром нормального сечения $\rho_0(\varphi_0)$, имеющего требуемую матрицу рассеяния. Это позволило найти закон распределения синтезируемого импеданса в явном виде.

Определен класс реализуемых диаграмм рассеяния. Получена оценка сектора углов, в котором заданная и синтезированная диаграммы совпадают с требуемой точностью.

На примере решения задач имитации характеристик рассеяния плоского рефлектора и клина показано, что с помощью реактанса от синтезируемого рассеивателя невозможно добиться большего уровня отраженного сигнала, чем от проводящей пластины, имеющей такой же теневой контур и перпендикулярной направлению падения волны. В тоже время с помощью реактансной структуры невозможно снизить уровень отраженного поля кругового цилиндра меньше, чем у клина с прямым углом при вершине.

На примере реализации реактанса с помощью ребристой структуры получена оценка рабочей частоты импедансного рефлектора, величина которой определяется отклонением контуров ρ и ρ_0 , а также выбранной максимальной глубиной канавок ребристой структуры.

3.2. Решена задача синтеза зеркальной антенны с рефлектором, представляющим собой кусочно-дифференцируемую импедансную поверхность S , форма которой задана и может быть произвольной. По заданным диаграммам направленности на согласованной или кроссовой поляризациях найден закон распределения физически и технически реализуемого импеданса. Рассмотрены соотношение амплитуд полей излучения зеркальной параболической антенны (ЗА) и импедансной (ИА) в направлении максимального излучения. Показано, что у импедансных рефлекторов существуют оптимальные параметры геометрии рефлектора, при которых синтезируемой антенне обеспечивается максимальный уровень излученного сигнала. Определен класс реализуемых диаграмм направленности, к которому относятся ДН любых ЗА с равновеликой апертурой.

Строгие расчеты показали, что результаты, полученные в приближении физической оптики, дают не только практически точные значения поля в области основного лепестка ДН, но и позволяют получать достоверные оценки уровней бокового и теневого излучения.

Установлена взаимосвязь между геометрией импедансного рефлектора антенны и её УБЛ.

3.4. Решена задача рассеяния плоской волны на бесконечных и конечных решетках плоских полубесконечных волноводов с импедансным фланцем. Найдена аналитическая связь между векторами полей в режиме излучения и рассеяния через параметры излучателей, импеданс фланца и КСВ в трактах. Исследовано влияние импеданса фланца, размеров решетки, числа элементов, характера их окружения и режима сканирования на КСВ в трактах излучателей.

Предложен метод решения задачи рассеяния плоской волны на бесконечной и ко-

нечной решетках плоских волноводов, нагруженных на комплексные импедансные нагрузки. Искомое решение для нагруженной решетки представлено через решение задачи рассеяния ЭМВ на такой же решетке полубесконечных волноводов. Найдено аналитическое решение для импеданса нагрузок, обеспечивающего минимизацию рассеянного поля нормально падающей волны в обратном направлении, которое является строгим для бесконечной решетки и приближенным для конечной.

Выводы

В результате строгого решения задач синтеза, найдены коэффициенты отражения для неоднородной импедансной плоскости, отражающей однородную плоскую волну в заданном направлении на требуемой поляризации с необходимым сдвигом частотного спектра. Найден класс реализуемых пассивных анизотропных импедансных отражателей.

На основе полученных результатов удалось решить следующие задачи:

- Синтез зеркальных антенн с импедансным рефлектором произвольной формы [7];
- Синтез многолучевых зеркальных антенн с импедансным рефлектором заданной формы и произвольным размещением облучателей [8], [9];
- Синтез рефлекторов произвольной формы с заданными характеристиками рассеяния, обеспечивающих электромагнитную совместимость (ЭМС) бортовых антенн и снижение искажений их диаграмм направленности.

Литература

1. *Миллер М.А., Таланов В.И.* Использование понятия поверхностного импеданса в теории поверхностных электромагнитных волн (обзор) // Изв. ВУЗов. Радиофизика, 1961. Т. 4. № 5. С. 795-830.

2. *Lawrie R.E.* The control of echo area of ogives by cutoff corrugated surfaces// IEEE Trans.- 1966-vol.AP-17, №3. 1

3. *Short I., Chen K.M.* Backscattering from an impedance loaded slotted cylinder // IEEE Trans.- 1969-vol.AP-14, №6.

4. *Петров Б.М., Чечётка В.В.* Дифракция на цилиндре с нестационарными граничными условиями// Изв. вузов. «Радиофизика», 1971. XIV, №10.

5. *Юханов Ю.В.* Анализ и синтез импедансной плоскости // Радиотехника и электроника Radio engineering and electronics. 2000. Т.45. №4. С.404-409.

6. *Курушин Е.П., Нефедов Е.И., Фиалковский А.Т.* Дифракция электромагнитных волн на анизотропных структурах. - М.: Наука, 1975. - 196 С.

7. *Yukhanov Y.V.* Synthesis of a mirror antenna with impedance reflector// Proceedings of the XXVIII Moscow international conference on antenna theory and technology. 22-24 September 1998. Moscow, Russia.

8. *Юханов Ю.В., Юханов А.Ю.* Синтез многолучевой импедансной антенны //Антенны. 2001, №4(50). с.32-35.

9. *Yukhanov A.Y., Yukhanov Y.V.* A multibeam impedance antenna synthesis// Third International Conference on Antenna Theory and Techniques. 8-11 September 1999. Sevastopol, Ukraine, с. 167-168.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Лабунько О.С., Лерер А.М., Сиявский Г.П.

Южный федеральный университет

344090, Ростов-на-Дону, пр. Зорге, 5. amlerer@phys.rsu.ru

The regularization technique for the time-domain integral equations is presented. The regularization procedure consists in separation and analytical evaluation of the singular part of the integral equation kernel. Collocation technique and Galerkin method with entire domain basis functions taking into account the edge condition are used for solving of integral equations.

Введение. Пикосекундные электромагнитные импульсы (ЭМИ) имеют широкий спектр и поэтому перспективно их применение в радиолокации, в том числе подповерхностной, измерительной технике (импульсная рефлектометрия широкополосных СВЧ цепей и измерение их S-параметров). Ввиду этого, наравне с задачами дифракции в частотной области, значительный интерес представляет решение задач дифракции и возбуждения во временной области. Исследования во временной области также актуальны для повышения эффективности методов расчета в частотной области. Расчет во временной области и последующее применение преобразования Фурье сокращает в несколько раз время расчета частотных характеристик. Еще одна интересная и полезная особенность такого подхода отмечена в [1]. Известно [2], что численное решение ИУ приводит к так называемым "математическим" резонансам на частотных характеристиках, которые обусловлены не физикой, а численной реализацией решения. Эти резонансные частоты f_r совпадают с частотами внутренних колебаний металлического тела. Их появление – результат неизбежных погрешностей при численном решении ИУ. Решение во временной области позволяет избежать этого неприятного эффекта.

Традиционный подход к решению задач распространения и дифракции ЭМИ основан на решении этих задач для монохроматической электромагнитной волны с последующим применением обратного преобразования Фурье. Такой подход плодотворен для длинных ЭМИ, но для пикосекундных сталкивается с рядом трудностей, связанных с резким увеличением объема вычислений.

Большинство методов расчета электромагнитного поля как монохроматического, так и импульсного можно разбить на две большие группы.

Первая группа методов – методы, основанные на непосредственном решении волновых уравнений для компонент электромагнитного поля при заданных граничных условиях – метод конечных разностей, метод конечных элементов. Эти методы реализованы для задач дифракции, как монохроматических волн, так и электромагнитных импульсов [3], [5]. Во второй группе методов краевая задача сводится к решению интегральных, интегро-дифференциальных, парных интегральных, парных сумматорных уравнений [2], [4], [5]. Есть методы, не входящие в эти группы, например метод конечного интегрирования (численно решаются уравнения Максвелла в интегральной форме) [3], метод вторичных источников [6], [7]. Несомненное достоинство первой группы методов, как и метода конечного интегрирования – универсальность. Недостатки – высокие требования к компьютеру, большое время счета, трудности при расчете объекта, содержащего мелко-масштабные элементы. Порядок решаемых СЛАУ может достигать нескольких миллионов. Кроме того, возникают проблемы при переходе к открытому пространству, с удовлетворением условия излучения. Последние проблемы не возникают при сведении решения задачи дифракции к решению того или иного интегрального уравнения (ИУ). Выбор вида ИУ прежде всего определяется геометрией объекта. Поэтому методы ИУ не столь универсальны, как методы первой группы, но специализированные компьютерные программы созданные на их основе в основном работают на несколько порядков быстрее.

При решении пространственно-временных ИУ (ПВИУ) возникают те же проблемы, что и при решении частотно-пространственных ИУ (ЧПИУ), связанные с сингулярностью

ядер ИУ. При решении краевых задач электродинамики в спектральной области широко применяются различные численно-аналитические методы, основанные на решении ИУ. Существуют различные модификации этих методов. Наиболее эффективные, на наш взгляд, содержат два основных этапа решения:

1) Выделяется ключевая структура и соответствующая ей краевая задача. Ключевая структура - это структура геометрически наиболее близкая к исследуемой, содержащая все основные их особенности. Например, для многочисленных задач дифракции на двухмерных металлических телах с ребрами, на неоднородностях в волноводах ключевой задачей может быть задача о дифракции на металлической полосе и на щели в металлическом экране.

2) Решение ключевой краевой задачи сводится к решению операторных уравнений, например, интегральных. При их решении используется регуляризация. Регуляризация учитывает аналитические свойства операторов.

Целью настоящей работы является теоретическое исследование дифракции ЭМИ коротких на двух- и трехмерных металлических и диэлектрических телах, основанное на разработке и численной реализации эффективных численно-аналитических методов решения ИУ в пространственно-временном представлении.

Используемые пространственно-временные интегральные уравнения (ПВИУ) могут быть получены как непосредственно с использованием пространственно-временных функций Грина, так и путем применения обратного преобразования Фурье к соответствующим ИУ в частотно – пространственном представлении. Для решения ПВИУ предложен метод регуляризации, заключающийся в выделении и аналитическом преобразовании особой части ИУ.

Объекты исследований: двухмерные диэлектрические и металлические тела, отверстия в экране и полоски сложной формы, электрические и магнитные вибраторы, трехмерные металлические тела.

Некоторые разработанные методы решения изложим на двух примерах решения краевых задач.

1. Регуляризация пространственно-временных интегральных уравнений в задаче дифракция электромагнитных импульсов на щелях и полосках

Основные этапы решения

1. Пространственно-временные ИУ (для задачи дифракции Н-поляризованного ЭМИ на щели и Е – поляризованного ЭМИ на полоске) и ИДУ (для задачи дифракции Е-поляризованного ЭМИ на щели и Н-поляризованного ЭМИ на полоске). выводятся как с помощью преобразования Фурье частотно – пространственных ИУ и ИДУ, так и с помощью пространственно – временной функции Грина

$$G(r, t, v) = \begin{cases} 0, & t \leq r/v; \\ \frac{1}{2\pi\sqrt{t^2 - (r/v)^2}}, & t > r/v; \end{cases} \quad r = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2}.$$

2. Выделена и аналитически преобразована логарифмическая особенность ядер ПВИУ и ПВИДУ.

3. Преобразованные (регуляризованные) уравнения решены:

- а. По пространственной координате методом коллокации;
- б. По времени – методом пошаговой прогонки со сплайн- аппроксимацией временной зависимости.

Дифракция на щели Н-поляризованного ЭМИ

Для щели, расположенной на границе раздела диэлектриков, ИУ имеет вид

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sum_{\zeta=1}^2 \int_{-\infty}^{t-u_\zeta} \frac{j(\phi', \tau) d\tau}{\sqrt{(t-\tau)^2 - u_\zeta^2}} d\phi' = A(t - l \sin \psi \cos \phi / c_1), \quad 0 \leq \phi \leq \pi$$

где $u_\zeta = l|\cos\phi - \cos\phi'|/c_\zeta$, $c_\zeta = c/\sqrt{\varepsilon_\zeta}$ – скорость света в среде с номером ζ , $j(\phi, t) = J(l\cos\phi, t)/(Z_0 c)$, функция J выражается через поперечную компоненту напряженности электрического поля на щели $E(x, t) = J(x, t)/\sqrt{l^2 - x^2}$, $2l$ – ширина щели, точка над j означает частную производную по времени, $A(t)$ – падающий ЭМИ.

Предлагаемый метод решения изложим на примере решения более простого уравнения при $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 1$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \int_{-\infty}^{t-u} \frac{j(\phi', \tau) d\tau}{\sqrt{(t-\tau)^2 - u^2}} d\phi' = Z_0 A(t - l \sin \psi \cos \phi / c) / 2, \quad 0 \leq \phi \leq \pi. \quad (1)$$

При $\phi' \rightarrow \phi$ подынтегральные выражения ИУ (1). Выделим эту особенность. Для этого в ИУ (1) сделаем тождественные преобразования

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\int_{-\infty}^{t-u} \frac{j(\phi', \tau) d\tau}{\sqrt{(t-\tau)^2 - u^2}} + j(\phi, t) \ln |\cos\phi - \cos\phi'| \right] d\phi' + j(\phi, t) I = A(t - l \sin \psi \cos \phi / c), \quad 0 \leq \phi \leq \pi, \quad (2)$$

где $I = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \ln |\cos\phi - \cos\phi'| d\phi' = \frac{\ln 2}{2}$. Таким образом ликвидирована особенность подынтегральные выражения ИУ (1) при $\phi' \rightarrow \phi$.

Теперь можно при решении ИУ (2) использовать метод коллокации. Интеграл по ϕ заменим квадратурой прямоугольников $\int_0^\pi f(\phi) d\phi \approx h \sum_{n=1}^N f(\phi_n)$, $\phi_n = (n-0.5)h$, $h = \pi/N$ и удовлетворим ИУ в квадратурных узлах ϕ_m . В результате получим систему из N ИУ относительно неизвестных функций $j(\phi, t)$. Эти ИУ также решаем методом коллокации. Для этого потребуем их выполнения в узлах сетки по переменной $t = t_p, p=1, 2, \dots, P$. Величины t_0, t_p выбираем такими, чтобы при $t < t_0$ дифрагированный импульс был пренебрежимо мал, а при $t > t_p$ процесс установился. При вычислениях интеграла по τ используем аппроксимацию сплайнами нулевого или первого порядка $j(\phi_n, t) = \sum_{q=1}^p j_{nq} \sigma_q^{(s)}(t)$ при $\tau \in [t_0, t_p]$, где $\sigma_q^{(s)}(t)$ – сплайны s -го порядка.

В результате получим систему P систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) N -го порядка. При равномерной сетке по времени коэффициенты при неизвестных в левой части СЛАУ не зависят от p .

Дифракция на щели Е-поляризованного ЭМИ

Рассмотрим для простоты щель в экране, расположенном в вакууме. Краевая задача сведена к решению интегродифференциального уравнения, из которого получено ИУ

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \int_{-\infty}^{t-u} \frac{j(\phi', \tau) d\tau}{\sqrt{(t-\tau)^2 - u^2}} d\phi' = C \left(t - \frac{l + l \cos \phi}{c} \right) + D \left(t - \frac{l - l \cos \phi}{c} \right) + c A(t - l \sin \psi \cos \phi / c) / (2 \cos \psi), \quad (3)$$

$$0 \leq \phi \leq \pi$$

где $C(t), D(t)$ – неизвестные функции, $j(\phi, t) = (l \sin \phi)^2 J(l \cos \phi, t)$, $E(x, t) = J(x, t) \sqrt{l^2 - x^2}$, $E(x, t)$ – продольная компонента напряженности электрического поля на щели.

Решение (103) аналогично решению уравнения (1). После выделения особой части ядра получим

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\int_{-\infty}^{t-u} \frac{j(\phi', \tau) d\tau}{\sqrt{(t-\tau)^2 - u^2}} + j(\phi, t) \ln |\cos \phi - \cos \phi'| \right] d\phi' + j(\phi, t) I = \\ & = C \left(t - \frac{l + l \cos \phi}{c} \right) + D \left(t - \frac{l - l \cos \phi}{c} \right) + \\ & + c A(t - l \sin \psi \cos \phi / c) / (2 \cos \psi), \quad 0 \leq \phi \leq \pi. \end{aligned} \quad (4)$$

Уравнение (4) отличается от (2) только функциями $C \left(t - \frac{l + l \cos \phi}{c} \right) + D \left(t - \frac{l - l \cos \phi}{c} \right)$ в правой части. Для их аппроксимации t используем сплайны $C(t) = \sum_{q=1}^p C_q \sigma_q^{(1)}(t)$, $D(t) = \sum_{q=1}^p D_q \sigma_q^{(1)}(t)$. Затем повторяем преобразования, изложенные при решении (2). Основное отличие обусловлено появлением новых неизвестных коэффициентов C_q, D_q . Поэтому потребуем выполнения (4) не только в квадратурных узлах ϕ_m ($m = 1, \dots, N$), но и на концах щели $x = \pm l$ ($\phi = 0, \pi$). В результате получим СЛАУ, отличающуюся от СЛАУ для Е-поляризованного ЭМИ дополнительными членами в правой части и двумя дополнительными уравнениями.

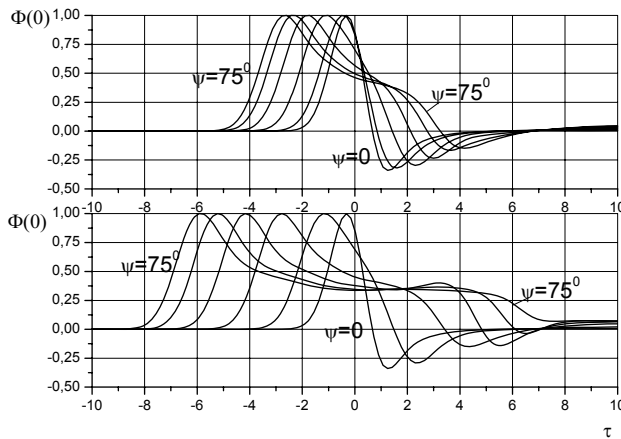


Рис. 1. Изменение формы Н – поляризованного ЭМИ при изменении угла падения ψ , угол наблюдения $\theta = 0$. $T = 0.001$ нс. Верхний рисунок - $\epsilon_1 = 1, \epsilon_2 = 4$, нижний - $\epsilon_1 = 4, \epsilon_2 = 1$.

При нормальном падении и угле наблюдения $\theta = 0$ форма ЭМИ практически не зависит от диэлектрической проницаемости слоев ϵ_1, ϵ_2 . При наклонном падении ЭМИ расширяется (рис. 1). Особо это заметно при $\epsilon_1 > \epsilon_2$ и при угле падения, большим критического $\sin \psi > \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}$.

2. Дифракция на трехмерных телах

Решены задачи дифракция ЭМИ на отверстиях произвольной формы в экране, на планарных и не планарных металлических полосках, на двумерной дифракционной решетке. Рассмотрим в качестве примера дифракцию на бесконечно тонкой идеально про-

водящей пластины, поверхность которой описывается уравнениями $x = X(u, v)$, $y = Y(u, v)$, $z = Z(u, v)$. Обозначим декартовы координаты (x, y, z) через (x_1, x_2, x_3) , а координаты, связанные с пластиной (u, v, n) (n – нормаль к поверхности S в точке (u, v)), через (u_1, u_2, u_3) . Формулы преобразования координат имеют вид

$$u_m = \sum_{j=1}^3 \alpha_{mj} x_j \quad \text{при } m = 1, 2, 3; \quad \alpha_{mj} = \frac{1}{T_m} \frac{\partial X_j}{\partial u_m} \quad \text{при } m = 1, 2;$$

$$\alpha_{31} = \frac{1}{T_3} \frac{\partial(X_2, X_3)}{\partial(u_1, u_2)}; \quad \alpha_{32} = \frac{1}{T_3} \frac{\partial(X_3, X_1)}{\partial(u_1, u_2)}; \quad \alpha_{33} = \frac{1}{T_3} \frac{\partial(X_1, X_2)}{\partial(u_1, u_2)}.$$

Коэффициенты T_m находятся из условия $\sum_{j=1}^3 \alpha_{mj}^2 = 1$. Потребуем, чтобы система координат (u, v, n) была ортогональной. Для этого необходимо $\sum_{j=1}^3 \alpha_{nj} \alpha_{mj} = \delta_{nm}$. Координаты (u'_1, u'_2, u'_3) и (u_1, u_2, u_3) связаны формулой $u'_m = \sum_{j=1}^3 \beta_{mj} u_j$ при $m = 1, 2, 3$; $\beta_{mj} = \sum_{n=1}^3 \alpha'_{mn} \alpha_{jn}$. Коэффициенты α'_{mn} определяются по приведенным выше формулам в штрихованной системе координат.

Получены ИУ

$$\begin{aligned} \frac{1}{c^2} \frac{\partial}{\partial t^2} \int_S \sum_{j=1}^3 \beta_{jm} J_{u'_j} (s', t - r/c) / r ds' - \frac{\partial}{\partial u_m} \int_S \sigma (s', t - r/c) / r ds' = \\ = \frac{W}{c} \frac{\partial}{\partial t} \sum_{j=1}^3 \alpha_{mj} E_{x_j}^{\% \text{Ивц}} (s, t), \quad s \in S, m = 1, 2. \end{aligned} \quad (5)$$

где $\sigma = \text{Div } \vec{J}$.

Для решения ИУ (5) применяем метод Галеркина по пространственным координатам последовательно в заданные моменты времени $t = t_p$, $p = 1, \dots, P$. По пространственным координатам применяем базисные функции, которые построены на всей поверхности сложной области и, кроме того, удовлетворяют условию на металлическом ребре во всех точках контура полоски, кроме угловых. По времени используем полиномы Лагранжа третьей степени. В результате для каждого момента времени $t = t_p$ получим СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов в разложении по базисным функциям токов при $t = t_p$. Правая часть СЛАУ определяется уже известными в данный момент времени токами при $t = t_q$, $q = 1, \dots, p-1$. Порядок СЛАУ определяется числом пространственных базисных функций и обычно не превышает 20.

Кроме того, в докладе будут представлены результаты математического моделирования процессов дифракции на вибраторах, системе двух- и трехмерных тел.

Выводы

❖ Выделение и аналитическое преобразование сингулярной части ИУ и последующее применение метода коллокации (для двухмерных задач) и метода Галеркина с базисом удовлетворяющим условию на металлическом ребре (для квазипланарных трехмерных) сводит решение пространственно-временных ИУ к решению систем линейных алгебраических уравнений небольшого порядка.

❖ Применение ИУ 2-го рода для нестационарной дифракции на трехмерных металлических телах:

- предъявляет минимальные требования к выбору сетки и базиса;
- позволяет не решать громоздкие СЛАУ (экономит оперативную память и время счета);
- позволяет рассчитать частотные характеристики быстрее при меньших компьютерных ресурсах по сравнению с решением ИУ непосредственно в частотно-пространственном представлении.

Литература

1. Лерер А.М. Метод коллокации для решения интегральных уравнений трехмерной дифракции во временной области. Радиотехника и электроника, 2006, т.51, №7, с. 843.
2. Вычислительные методы в электродинамике. / Под ред. Митра Р. / М.: Мир. 1977.
3. Swanson D.G., Hoefler W.J. R. Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation. - Boston, London: Artech House, 2003. 469 p.
4. Ильинский А.С., Кравцов В.В., Свешников А.Г. Математические методы электродинамики. М.: Высшая школа, 1991.
5. Time domain electromagnetics. / Edited by Rao S.M./ San Diego: Academic Press. 1999. 372 p.
6. Заридзе Р.С., Ломидзе Г.В., Долидзе Л.В. Приближенное решение нестационарной задачи дифракции методом вспомогательных источников. // Радиотехника и электроника. 1990. Т 35. № 3. с.500.
7. Джобава Р.Г., Заридзе Р.С., Адзинба Н.З. Решение нестационарной двумерной задачи дифракции методом запаздывающих потенциалов. // Радиотехника и электроника. 1991. Т 36. № 1. с. 11-17.
8. Донец И.В., Лерер А.М. Метод полуобращения для обобщенных цилиндрических структур СВЧ. // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39. № 9. С. 718.
9. Лерер А.М.. Дифракция электромагнитных импульсов на металлической полоске и полосковой решетке. Радиотехника и электроника, 2001, т. 46, N 1, с. 33..
10. Лерер А.М. Двухмерная дифракция электромагнитных импульсов на металлическом цилиндре. Радиотехника и электроника. 2001, т. 46, N 3, с. 313.
11. Лерер А.М. Дифракция электромагнитных импульсов на диэлектрическом цилиндре. Радиотехника и электроника, 2001, т. 46, N 9, с. 1059.
12. Лерер А.М. Регуляризация в двумерных задачах дифракции коротких электромагнитных импульсов. Радиотехника и электроника, 1998, т. 43, N 8, с. 915.
13. Лерер А.М., Клещенков А.Б., Лерер В.А., Лабунько О.С. Методика расчета характеристик системы параллельных вибраторов при стационарном и импульсном возбуждении. // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53. Т4. С. 423.

ПРИМЕНЕНИЕ МЧО С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТИ НА РЕБРЕ К РАСЧЕТУ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ И УСТРОЙСТВ СЛОЖНЫХ СЕЧЕНИЙ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Мануилов М.Б., Синявский Г.П.

Южный федеральный университет

344090, г.Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5, физический факультет; тел. (863) 297-51-29;

E-mail: lerer@aaanet.ru, manuilov@phys.rsu.ru

The review presents the basic approach for solving eigenvalue and boundary value electromagnetic problems for transmission lines with complex cross section and passive components composed of the waveguides with complex cross section. The key point of the proposed technique is the choice of weighted polynomials as basis functions taking into account the edge condition by implementation of Galerkin method. It leads to dramatically fast convergence and high numerical efficiency of the solution.

Введение. В современной элементной базе СВЧ и КВЧ диапазонов важное место занимают различные широкополосные пассивные компоненты и подсистемы на волноводах сложных сечений. К настоящему времени опубликовано весьма значительное количество работ, посвященных расчету таких сложных волноводных структур [1, 2]. Чаще всего для расчета элементов и узлов на волноводах сложных сечений использовались методы, в основе которых лежал обычный метод частичных областей (МЧО), появившийся в прикладной электродинамике СВЧ более полувека назад. Следует отметить, что МЧО не является строго формализованным алгоритмом, а представляет собой несколько методов, объединенных общей идеей [3]. Наиболее популярными из них являются метод неопределенных коэффициентов (МНК) и метод интегральных уравнений (МИУ). В частности, в [3] показано, что МНК является частным случаем МИУ.

Во всех случаях применения МЧО к сложным структурам, решение внутри частичных областей ищется в виде наложения решений дифференциальных уравнений исходной задачи, образующих полные системы только на границах, на которых заданы граничные условия. Сшивание же на общих границах частичных областей, приводит в общем случае к некоторому операторному уравнению, которое может быть получено в виде системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), парных сумматорных (ПСУ) или парных интегральных уравнений (ПИУ), интегральных уравнений (ИУ) или интегродифференциальных уравнений (ИДУ). Неизвестными в этих уравнениях являются тангенциальное электрическое поле или ток границе сшивания частичных областей в ИУ и ИДУ, их преобразования Фурье в ПИУ и ПСУ. На этапе численного решения ИУ, ИДУ, ПИУ, ПСУ чаще всего используется метод Галеркина. На конечном этапе в МЧО решается однородная или неоднородная СЛАУ.

Практика применения обычного МЧО к решению краевых и дифракционных задач электродинамики СВЧ показала, что он не всегда обеспечивает требуемую точность результатов, даже в случае значительного увеличения порядка решаемой СЛАУ. С одной стороны, это связано с точностью производимых вычислений на ЭВМ, когда вследствие накопления ошибок вычисления и плохой сходимостью рядов в матричных элементах, может быть получено решение, отличающееся от истинного [3,4]. С другой стороны, плохую сходимость МЧО можно связать с вырожденностью и неограниченностью операторов преобразования электромагнитных полей в сложных волноведущих структурах. От этого эффекта можно избавиться, если ввести в постановку задач дополнительную информацию о поле на острых кромках частичных областей [5].

Плохую сходимость МЧО в задачах о собственных волнах в волноводах сложных сечений, полосковых и микрополосковых линиях можно физически объяснить тем, что компоненты электромагнитного поля, имеющие для рассматриваемых задач определенную особенность поведения вблизи острых ребер, аппроксимируются функциями, не учитывающими этой особенности. Как известно из теории рядов Фурье, это приводит к их медленной сходимости. Можно значительно улучшить сходимость метода, аппрокси-

мируя поле на границе “сшивания” функциями, учитывающими имеющуюся особенность [6,7]. Такой подход дает тот же вычислительный эффект, что и метод сингулярного ИУ [5]. Применение в МЧО базиса, учитывающего особенность поля на ребре, позволяет также избежать эффекта относительной сходимости, присущего методу Трэфтца [8,9].

Теория. Теоретически показано [6,7], что наличие острых ребер на граничных поверхностях приводит к неоднозначному решению уравнений Максвелла (не удовлетворяются все граничные условия). Для обеспечения единственности решения необходимо ввести дополнительное физическое ограничение для поля, известное как условие на ребре.

В широком смысле это ограничение заключается в требовании конечности энергии электромагнитного поля, запасенной в конечном объеме пространства в ближайшей окрестности ребра. Из этого условия следует, что в окрестности ребра (ρ - расстояние до ребра) ни одна составляющая электромагнитного поля не может возрастать быстрее, чем

$$\rho^{-1+\tau} \quad \text{при } \rho \rightarrow 0, \quad 0 < \tau < 1. \quad (1)$$

Для обеспечения единственности решения достаточно выполнения условия на ребре в широком смысле. Однако, для создания эффективных численных алгоритмов необходимо использование априорной информации об условии на ребре в узком смысле, например, полученной из решения электростатической задачи о поведении электромагнитного поля на остром проводящем клине. То есть, необходимо точное знание величины τ в (1). Такая априорная особенность и будет в дальнейшем использоваться.

В частности, для идеально проводящего плоского ребра (полуплоскости) имеем [6,7]

$$\tau = 1/2; \quad E_z, H_z \sim \rho^{1/2}; \quad E_\rho, H_\rho \sim \rho^{-1/2}; \quad (2)$$

для идеально проводящего прямого угла

$$\tau = 2/3; \quad E_z, H_z \sim \rho^{2/3}; \quad E_\rho, H_\rho \sim \rho^{-2/3}. \quad (3)$$

Учет особенности электромагнитного поля на острых ребрах (2), (3) путем соответствующего выбора функций, аппроксимирующих распределение поля на линии “сшивания”, позволяет строить высокоэффективные алгоритмы решения двух и трехмерных задач электродинамики [1, 2]. Так, если на концах интервала $t \in [-1, 1]$ поле имеет особенность вида

$$\partial\varphi / \partial n = O((1-t)^\alpha), \quad t \rightarrow 1; \quad \partial\varphi / \partial n = O((1+t)^\beta), \quad t \rightarrow -1, \quad (4)$$

то решение задачи необходимо искать в виде разложения в ряд по полной системе ортогональных полиномов с весовыми множителями

$$\partial\varphi / \partial n = (1-t)^\alpha (1+t)^\beta \sum_n A_n P_n^{\alpha,\beta}(t), \quad (5)$$

где $P_n^{\alpha,\beta}(t)$ – полиномы Якоби; A_n - неизвестные коэффициенты; t - обобщенная координата. В частном случае, когда поле на концах линейного интервала “сшивания” имеет одинаковые особенности $\alpha = \beta = \nu - 1/2$, полиномы Якоби в (5) переходят в ортогональные полиномы Гегенбауэра $C_n^\nu(t)$; при особенности $\alpha = \beta = -1/2$ – в полиномы Чебышева 1-го рода $T_n(t)$; при особенности $\alpha = \beta = 1/2$ – в полиномы Чебышева 2-го рода $U_n(t)$.

Для идеально проводящего прямого угла ($d_i = h_i$) или полуплоскости ($d_i < h_i$), расположенных на границе (d_i) смежных частичных областей (h_i и h_{i+1}) и окруженных разными диэлектрическими слоями ($\varepsilon_i, \varepsilon_{i+1}$) особенность на ребре имеет следующий показатель

$$\tau_i = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \arctg(1 + 2 \cdot \theta_i)^{1/2} - 1/2, & \rightarrow d_i = h_i, \\ 0, & \rightarrow d_i < h_i, \end{cases} \quad \theta_i = \begin{cases} \varepsilon_i / \varepsilon_{i+1} & \rightarrow h_i < h_{i+1}, \\ \varepsilon_{i+1} / \varepsilon_i & \rightarrow h_i > h_{i+1}, \end{cases} \quad (6)$$

Для квази Н-волн $E_y \sim \rho^{\tau_i - 1/2}$, для квази Е-волн $E_z(c_i, y) \sim \rho^{\tau_i + 1/2}$.

В этом случае для идеально проводящего прямого угла решение методом Галерки-на на границе “сшивания” с учетом особенности на ребре может быть представлено в виде:

$$E_{iy}(x_i, y, z) = f_i(y) e^{j\gamma z} = \sum_{n=1}^N A_{in} [1 - (y/h_i)^2]^{\tau_i - 1/2} C_{2n-2+g_1}^{\tau_i}(y/h_i) e^{j\gamma z}, \quad (7)$$

$$E_{iz}(x_i, y, z) = j f_{i+p}(y) e^{j\gamma z} = j \sum_{n=1}^N A_{i+p,n} [1 - (y/h_i)^2]^{\tau_i + 1/2} C_{2n-1-g_1}^{\tau_i+1}(y/h_i) e^{j\gamma z}, \quad (8)$$

где i - номер частичной области ($i=1, 2, \dots, p$), g_1 - индекс граничных условий (для электрической стенки $g_1 = 0$, для магнитной - $g_1 = 1$), параметр τ_i определен в (6).

В большинстве случаев при решении скалярных и векторных электродинамических задач для сложных волноведущих структур МЧО с учетом особенности на ребре приходим к ИУ Фредгольма 1-го рода с вырожденным ядром, содержащим в неявном виде логарифмическую особенность. Выделение логарифмической особенности в ядре ИУ сводит ИУ Фредгольма 1-го рода к ИУ Фредгольма 2-го рода. Использование для решения ИУ метода Галеркина с базисными функциями в виде взвешенных ортогональных полиномов, учитывающих особенность поля на ребре, и аналитическое вычисление медленно сходящихся рядов в матричных элементах приводит к квазирегулярной СЛАУ 2-го рода с быстрой сходимостью решения.

Применение в качестве базисных функций ортогональных полиномов Гегенбауэра $C_n^{\nu}(y)$ с весом $(1-y^2)^{\nu-1/2}$, учитывающим особенность на произвольном ребре (7), (8), приводит к квазирегулярной СЛАУ 2-го рода с лучшей сходимостью, чем при использовании метода Галеркина с базисными функциями в виде взвешенных полиномов Чебышева. При этом сходимость метода Галеркина несколько ухудшается при увеличении интервала сшивания d/l по отношению к остальным размерам областей и к длине волны. Это объясняется тем, что при увеличении размера d/l отличие ядер ИУ от $\ln[(\pi/d)|y-y'|]$ растет, а область интегрирования, в которой неизвестная функция хорошо описывается с весом, уменьшается.

Применение метода. На основании разработанной методики были реализованы высокоскоростные алгоритмы и программы решения на ЭВМ краевых электродинамических задач на собственные значения и дифракционных задач в сложных волноведущих структурах: волноводных, полосковых, микрополосковых, волноводно-щелевых, селективных и пространственно-периодических.

В частности, были рассчитаны с высокой точностью критические волновые числа и компоненты электромагнитных полей Н- и Е-волн в П-, Н-, Г-, Т-, О-, Ш- крестообразном, одно- и двухжелобковом, прямоугольном волноводе с одним и двумя Т-выступами, с четырьмя гребнями, с двумя L выступами [1,2]. Проведенный анализ особенностей численной реализации разработанных алгоритмов, сходимости численных результатов, сравнения результатов расчетов с имеющимися теоретическими и экспериментальными данными, показал высокую эффективность разработанного подхода. Даны рекомендации по использованию приближений МЧО с учетом особенности на ребре в инженерных расчетах. Так, при решении большинства задач на собственные значения достаточно ограничиться третьим приближением метода (три базисными функциями в методе Галеркина) и 50 членами в рядах матричных элементов. Погрешность вычисления в этом случае не превышает 10^{-4} .

Были исследованы критические волновые числа и компоненты электромагнитных полей квази Н- и квази Е-волн в вышеперечисленных волноводах сложных сечений (ВСС) со слоистым диэлектрическим заполнением в критическом режиме без потерь. Метод обобщен на сложную область поперечного сечения волновода с разными типами гра-

ничных условий на контуре области, состоящую из ряда частичных прямоугольных областей с кусочно-однородным изотропным диэлектрическим заполнением. На границах частичных областей учтена существующая особенность электромагнитного поля вблизи идеально проводящих металлических ребер, окруженных разными диэлектрическими слоями (6).

Разработаны методика и алгоритм расчета постоянных распространения и электромагнитных полей гибридных типов HE- и EH-волн в сложных волноводных структурах со слоистым диэлектрическим заполнением. Использование суперпозиции LE- и LM-волн позволило рассчитать компоненты электромагнитных полей гибридных HE- и EH-волн в ВСС на рабочей частоте. При учете особенности на ребре на границе диэлектрических слоев с разным ε компонента электрического поля E_y аппроксимировалась полной системой базисных функций аналогично случаю квази H-волн, а компонента E_z - аналогично случаю квази E-волн (6)-(8). В случае бесконечно тонкого ребра в формулах (7), (8) используются взвешенные полиномы Чебышева, соответственно, 1-го и 2-го рода при $\tau = 0$. Высокая точность расчета электромагнитных полей и их хорошая сшиваемость на смежных границах частичных областей позволили разработать методику визуализации и впервые получить пространственные картины различных типов гибридных HE- и EH-волн на рабочей частоте [10].

Разработаны методика и алгоритм расчета различных модификаций полосковых линий с однородным и слоистым диэлектрическим заполнением. Результаты расчетов характеристического сопротивления для симметричной экранированной прямоугольной линии с диэлектрической подложкой, квадратной коаксиальной, трехплоскостной симметричной и желобковой линии подтвердили эффективность учета особенности на ребре в МЧО.

МЧО с учетом особенности на ребре исследованы [11]: а) собственные волны в регулярных и периодически неоднородных планарных многослойных и многоэлементных структурах при произвольном числе диэлектрических слоев, металлических полосок и отверстий в экране; б) собственные колебания в планарных многослойных и многоэлементных резонаторах.

Разработан оригинальный метод сведения решения краевой задачи к решению ПИУ, ПСУ и ИДУ (в зависимости от структуры и типа преобразований). Уравнения решены методом Галеркина. В качестве базиса для полосок и щелей прямоугольной формы использованы взвешенные полиномы Чебышева по обеим координатам. Эти же базисные функции используются при расчете резонаторов, которые можно представить в виде нескольких пересекающихся прямоугольных полосок или щелей.

Для полосок и щелей сложной формы базисные функции - комбинация взвешенных полиномов Чебышева и сплайнов. Для аппроксимации плотности тока (электрического и магнитного) по поперечной координате использовались взвешенные полиномы Чебышева первого рода для продольного тока и второго рода для поперечного тока. Для аппроксимации по продольной координате использовались сплайны. Из анализа свойств ядра ИУ следует необходимость использования для продольного тока базисных функций непрерывных по продольной координате. Поэтому минимально возможный порядок сплайнов - первый для продольного тока и нулевой для поперечного.

При вычислении матричных элементов СЛАУ учитывается сингулярность ядра в ИДУ, или, что эквивалентно, асимптотика рядов и интегралов в ПИУ и в ПСУ. Матричные элементы СЛАУ выражаются через двойные медленно сходящиеся ряды. Для улучшения их сходимости используется метод, основанный на выделении и аналитическом суммировании медленно сходящейся части рядов.

Используемые базисные функции обеспечивают быструю внутреннюю сходимость метода. Для проведения расчетов с погрешностью менее 0.1% достаточно ограничиваться на одной полоске 1-6 базисными функциями для каждой из компонент плотности тока.

Обычно число суммируемых членов каждого из рядов после улучшения их сходимости не превышает 20.

Приведены результаты исследований собственных волны в регулярных и периодически неоднородных планарных многослойных и многоэлементных структурах при произвольном числе диэлектрических слоев, металлических полосок и отверстий в экране; эффектов вырождения и снятия вырождения волн в многоволновых структурах; окон прозрачности и непрозрачности в периодических структурах; собственных колебаний в планарных многослойных и многоэлементных резонаторах; взаимного влияния элементов резонаторов на их резонансные частоты [12].

Разработан эффективный гибридный метод электродинамического анализа широкого класса пассивных устройств на секциях волноводов сложных сечений [13-15]. К данному классу относятся фильтры нижних частот (ФНЧ) вафельного типа, полосно-пропускающие фильтры квазипланарного типа на отрезках гребневых волноводов и их модификации, содержащие Е-плоскостные диафрагмы (рис.1), а также другие устройства.

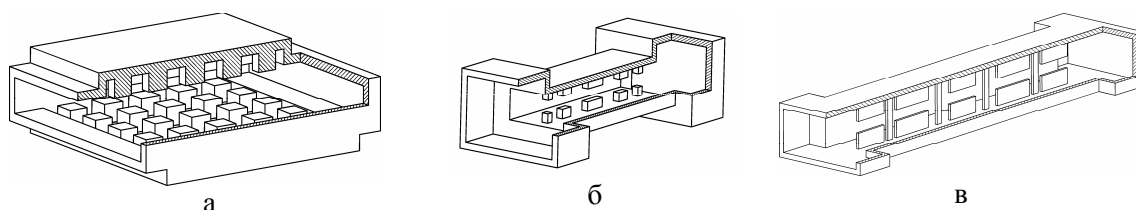


Рис. 1. Волноводные фильтры нижних частот вафельного типа (а), полосно-пропускающие квазипланарные волноводные фильтры на гребневых секциях (б), (в)

Предложенное комбинированное решение базируется на методе Галеркина, методе модового сшивания и методе обобщенных матриц рассеяния. Решение включает следующие этапы: расчет критических частот и полей многогребневого волновода; решение ключевых задач рассеяния для базовых неоднородностей и вычисление многомодовых матриц рассеяния неоднородностей; рекомпозицию матриц рассеяния базовых блоков и вычисление матрицы рассеяния всей структуры. Высокая эффективность полученного решения обусловлена выбором наиболее эффективных методов решения каждой из перечисленных задач.

Эффективное решение задачи на собственные значения для многогребневого волновода построено на основе метода Галеркина с учетом краевой особенности поля. Исходные электродинамические задачи были сведены к системам интегральных уравнений, при решении которых использовался базис в виде взвешенных полиномов Гегенбауэра или Чебышева, что обеспечило быструю сходимость решения. Анализ базовых неоднородностей выполнен методом модового сшивания.

На основе разработанного алгоритма оптимизирован ряд конструкций ФНЧ вафельного типа для многодиапазонных фидерных трактов наземных станций спутниковой связи сантиметрового диапазона. Оптимизированы конструкции полосно-пропускающих фильтров квазипланарного типа на гребневых секциях в запердельных волноводах для систем связи миллиметрового диапазона.

Заключение. Изложены теоретические и практические аспекты применения метода частичных областей с учетом краевой особенности поля к расчету различных линий передачи сложных сечений и СВЧ устройств на их основе. Рассматриваемые классы задач сводятся к системам интегральных, интегро-дифференциальных или сумматорных уравнений, которые затем решаются методом Галеркина. Ключевым моментом предлагаемого подхода является выбор в качестве базиса взвешенных полиномов, учитывающих асимптотику поля на ребрах структуры, что обеспечивает быструю сходимость решения и его высокую численную эффективность.

Приведены примеры расчета различных линий передачи, а также пассивных волноводных устройств, включая ФНЧ вафельного типа для многодиапазонных фидерных трактов сантиметрового диапазона и квазипланарных волноводных фильтров миллиметрового диапазона.

Литература

1. Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Ляпин А.М., Синявский Г.П. Линии передачи сложных сечений. - Ростов-на-Дону: изд-во РГУ, 1983. - 320 с.
2. Заргано Г.Ф., Ляпин В.П., Михалевский В.С. и др. Волноводы сложных сечений. - М.: Радио и связь, 1986. - 124 с.
3. Позняк Л.Т. О строгом обосновании и оценке скорости сходимости метода частичных областей в двумерных задачах о собственных значениях оператора Лапласа. // Вычислительная математика и математическая физика. - 1990, т.30, N7. - с. 1057 - 1070.
4. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. - 288 с.
5. Краснушкин П.Е., Ломнев С.П. Методы точного расчета однородных ячеистых волноводов. // Радиотехника и электроника. 1966, т.5, №6. - с. 1051 - 1065.
6. Meixner J. The behavior of electromagnetic fields at edges. // IEEE Trans. AP, 1972, v. 20, №7. - p. 442 - 446.
7. Миттра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов. М.: Мир, 1974. - 328 с.
8. Вычислительные методы в электродинамике. Под ред. Р. Миттры. М.: Мир, 1977. - 485 с.
9. Кириленко А.А., Сенкевич С.Л. Обусловленность некоторых систем уравнений первого рода в электродинамике и явление "относительной сходимости". // Радиотехника и электроника. - 1979, т.24, N7. - с. 1301-1307.
10. Заргано Г.Ф., Синявский Г.П., Ткаченко В.П. Электродинамический анализ электромагнитных полей гибридных типов волн в одно- и двухжелобковых волноводах. // Радиотехника и электроника. 1998, т.43, N12. - с. 1426-1432.
11. Lerer A.M., Schuchinsky A.G. Full-wave analysis of three-dimensional planar structures// IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1993, vol. 41. N. 11, p. 2002-2015.
12. Schuchinsky G, Zelenchuk D. E., Lerer A. M. Enhanced transmission in microwave arrays of periodic sub-wavelength apertures. // Journal of Optics A: Pure and Applied Optics. 7 (2005) S 102-109.
13. Синявский Г.П., Мануилов М.Б., Кобрин К.В. Волноводные фильтры квазипланарного типа с улучшенными характеристиками// Успехи современной радиоэлектроники. № 4. 2006. с. 5-26.
14. Manuilov M.B., Kobrin K.V. Field theory CAD of waffle-iron filters// Proc. of 35th European Microwave Conference. (EuMC'05). 3-7 October 2005. Paris. France. pp. 1227-1230.
15. Мануилов М.Б., Кобрин К.В. Собственные волны многогребневых волноводов// Электромагнитные волны и электронные системы. 2005. т.10. № 6. с. 21-28.

ПРИМЕНЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ИМИТАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ

В.А. Усин¹, В.И. Марков², С.В. Помазанов³, А.В. Усина⁴, А.Б. Филоненко²

¹Харьковский Национальный университет радиозлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ОПТ, тел. (057) 732-80-50,
E-mail: usin_va@rambler.ru

²Научно-исследовательский центр радиотехнических и оптико-электронных систем «Обрий», Черниговский р-н, с. Сновянка, ул. Лесная, 2-Б, 15532, Украина
тел.: 80972897174; E-mail: markov_vi@mail.ru

³Антрацитовский техникум радиозлектронного приборостроения, Луганская обл.,
г. Антрацит,

⁴Харьковский государственный университет питания и торговли
Харьков-51, ул Ключковская, 333

Special automated complexes which allow integrating the processes of modeling, designing and measurements of the phased-array antenna (PAA) parameters for aligning, conducting acceptance tests, field trials and field calibration are considered in this report. It is shown that for comprehensive evaluation of multifunction PAA parameters it is necessary to combine procedures of simulation, diagnostics, factory alignment and field calibration of multi channel PAA, taking into account its constructive peculiarities and restrictions. Such approach optimizes and improves engineering decisions for perspective antennas by multivariant choice of its construction, measurement and monitoring methods while reducing time and costs of their development and implementation.

Введение. Процесс создания антенных устройств (АУ) состоит из ряда этапов, включающих в себя выбор и анализ различных вариантов построения апертуры и диаграммообразующей схемы (ДОС) с оценкой получаемых параметров, стоимости, элементной базы, технологии изготовления, отладки и возможности поддержания параметров изделия в процессе эксплуатации. На этапе разработки АУ целесообразно использовать математическое моделирование для выбора амплитудно-фазового распределения (АФР) поля на апертуре, формы апертуры, ее структуры, типа излучающих элементов, их размещения, матрицы взаимных связей и системы управления положением луча (СУЛ) в пространстве. Необходимо оценить интегральные параметры изделия и выдвинуть требований к допускам на изготовление распределительной, излучающей и управляющей систем и их элементам (фазовращателям, усилителям, переключателям, элементам защиты и т.д.) [1].

После сборки АУ должно пройти комплексный контроль, при котором проверяют исправность элементов, узлов, блоков и цепей управления с целью выявления отказов элементов и ошибок сборки. На следующем этапе должна производиться настройка АУ по заданным критериям (например, по минимуму отклонения интегральных параметров ДН от расчетных значений). Для автоматизации процесса настройки АУ должны быть предусмотрены соответствующие технологические возможности, а алгоритмы настройки должны учитывать дискретность элементов реализующих желаемое АФР.

Выполнить требования по сокращению времени разработки и внедрения сложных многофункциональных АУ можно только при создании специальных автоматизированных имитационно-измерительных комплексов (АИИК), позволяющих объединить процессы проектирования, моделирования, настройки и проведения испытаний ФАР [2].

Не менее важной задачей моделирования является обоснование требований к техническим характеристикам и составу АИИК, параметрам входящей в него измерительной аппаратуры, алгоритмам обработки данных и выбора технологии проведения настройки и приемно-сдаточных испытаний (ПСИ) ФАР [3].

Вопросы практического применения АИИК при настройке и технической эксплуатации современных АУ постоянно находятся в центре внимания разработчиков. В тече-

ние последних десятилетий используются различные программы анализа антенных систем, например, *Microwave Office*, *FEKO*, *XFDTD*, *HFSS*, *SuperNEC*, *Sonnet*, *Zeland IE3D*, *CST MICROWAVE STUDIO* и др. На многих предприятиях Украины и СНГ с начала 70-х годов разрабатывался и применялся ряд специальных программ, использовавшихся при разработке ФАР и АФАР [4]. Например, интегрированный программный комплекс *ЛЯМБДА+* (НПО «Алмаз») включает в себя системы моделирования антенных, волноводных и микрополосковых устройств, магнитных систем, а также *Интегрированную Среду Разработчика*, которая объединяет и осуществляет взаимодействие между всеми подсистемами комплекса и обеспечивает взаимодействие с пользователем с помощью многооконного графического интерфейса с вложенной системой меню и диалоговых окон. С развитием ПЭВМ относительно простые программы моделирования стали широко использоваться в учебных процессах, например, программа *Fazar* (О.Г. Вендик) и программно-методический комплекс *AntMaster* (Д.М. Сазонов).

Постановка задачи. В докладе рассмотрены основные вопросы создания автоматизированного имитационно-измерительного комплекса (АИИК), состоящего из имитационно-моделирующего стенда (ИМС) и автоматизированного измерительного комплекса (АИК).

Основная часть. В связи с жесткими техническими требованиями к уровням боковых лепестков (УБЛ) и высокой точности установки луча при разработке и настройке АУ с широкоугольным сканированием и низким УБЛ (от минус 35 до минус 50 дБ) требуется принимать во внимание ряд факторов, которым ранее не уделялось должного внимания. Например, конструктивные возможности увеличения развязки между излучающими элементами при очень плотной упаковке оказываются исчерпанными, поэтому с помощью ИМС приходится искать другие пути для решения возникающих при этом проблем. Одним из возможных путей учета влияния взаимной связи между излучающими элементами на АФР при различных положениях луча в пространстве является проведение настройки по пространственным секторам, а для определения количества таких секторов используется итерационный комбинированный подход, объединяющий процессы моделирования с помощью ИМС и проведения измерений АФР с помощью АИК.

ИМС используется на всех этапах разработки АУ от проектирования до проведения ПСИ и обеспечивает:

- синтез АФР на апертуре ФАР по требованиям к параметрам диаграммы направленности (ДН),
- расчет АФР на планарной, цилиндрической и сферической поверхностях по заданному АФР на апертуре ФАР и имитацию ошибок, вносимых измерительным оборудованием;
- определение ДН и интегральных параметров АУ в соответствии с выбранным методом измерения АФР и способом расчета;
- оценку погрешности определения характеристик АУ в зависимости от характеристик АИК и используемых методов измерения и расчета параметров;
- сравнительную оценку различных методов измерения и обработки полученных данных для настройки и проведение приемо-сдаточных испытаний конкретных АУ, выбор метода измерения и аппаратурной реализации АИК;
- выработку требований к стенду, измерительной аппаратуре, метрологическому обеспечению, методикам и программно-алгоритмическому обеспечению (ПАО) испытаний;
- имитацию всех режимов работы аппаратуры АИК и АУ, выдаваемых ими сигналов для проверки закладываемых технических решений и алгоритмов управления;
- имитацию работы АИК при отладке ПАО.

АИК предназначен для автоматизации процесса измерения параметров АУ в ближней зоне и обеспечивает:

- измерение АФР на заданной измерительной поверхности (планарной, цилиндрической, сферической, плоско-полярной и т.д.);

— расчет характеристик АУ и выявления отклонений от штатного АФР с целью проведения настройки изделия по заданным критериям, так как параметры изготовленного образца обычно не соответствуют расчетным из-за ряда факторов.

Настройка АУ выполняется в БЭК с использованием радиоголографического и амплитудного методов измерения.

С помощью ИМС проводится математическое моделирование для определения количества участков, на которые должен быть разбит полный сектор широкоугольного электронного сканирования с учетом ограничений по возможности управления и юстировки АФР.

Программное обеспечение АИК должно быть адаптировано под конкретную конструкцию апертуры АУ, интерфейсы и протоколы обмена информацией, а в АУ должны быть предусмотрены соответствующие технологические возможности и зарезервирован массив памяти для записи комплексных поправок для всех излучающих элементов с учетом количества секторов и рабочих частот. Процесс настройки является итерационным и начинается с записи нулей в массивы поправок для каждой рабочей частоты в память системы управления лучом (СУЛ). По данным измерения АФР поля на измерительной поверхности рассчитываются параметры диаграммы направленности (ДН) и проводится расчет АФР на апертуре и моделирование для определения комплексных поправок, которые минимизируют отклонение параметров ДН заданных. Полученные поправки суммируются с находящимися в памяти СУЛ. Этот процесс итерационно повторяется до достижения заданного критерия, например, заданного УБЛ. Настройка при нормальном положении луча проводится для всех рабочих частот и комплексные поправки записываются в память в качестве начального приближения для всех зарезервированных участков сектора широкоугольного сканирования. После этого начинается процесс измерения параметров ДН для каждого из участков сектора широкоугольного сканирования, при этом фиксируются участки, в которых параметры ДН не удовлетворяют требованиям ТУ. Для этих участков проводится индивидуальная подстройка, полученные поправочные коэффициенты записываются в память только для заданного участка сектора пространственного качания луча с целью свести к минимуму влияние коммутационных боковых лепестков и обеспечить точное позиционирование луча в заданную точку пространства. Поправочные коэффициенты для всех участков сектора качания луча хранятся в зарезервированной памяти в одном формате без учета сдвига (добавки на позиционирование луча в заданное положение).

Практика показывает, что при оптимизации характеристик АУ с низким УБЛ и независимым формированием многолучевой матрицы практически достаточно двух – трех итераций, чтобы с учетом конструктивных ограничений получить характеристики близкие к потенциально достижимым.

Одним из недостатков применения в АИК механического координатного устройства для перемещения измерительного зонда является большое время сканирования (до нескольких часов в зависимости от размеров апертуры и требований к точности определения ДН в заданном секторе углов). Уменьшение времени измерений ближнего поля антенн может быть достигнуто за счет применения в АИК многоэлементных зондов (МЗ).

Многоканальность может быть использована в различных типах МЗ по-разному:

— во-первых, использовать МЗ можно как аналоговый коллиматор ближнего поля антенн;

— осуществляя электронное переключение каналов МЗ, можно производить модуляционное выделение сигнала каждого канала, что позволяет измерить двумерное АФР на измерительной поверхности, а также существенно уменьшает время измерений;

— реализуя МЗ в виде разнесенной в пространстве системы излучателей (измерительных зондов), можно повысить эквивалентную плотность размещения излучателей, что позволяет уменьшить время измерений и ослабляет влияние МЗ на поле исследуемой ФАР [5].

Выводы. В докладе рассмотрены принципы построения, структура и технические характеристики АИИК, приведены варианты его аппаратурной и программной реализации для выбора АФР, обоснования допусков и оценки влияния ошибок изготовления, дискретности управления, взаимного влияния излучающих элементов и обтекателя на параметры ФАР.

По результатам моделирования был проведен выбор функционального построения и структурного состава АИК, входящей в него аппаратуры и методов компенсации аппаратурных погрешностей и применяемых методов измерения характеристик ФАР. Разработана и проверена методика, обеспечивающая быструю сходимость итерационного процесса настройки и получение параметров близких к технически достижимым для данной аппаратурной реализации ФАР.

Обработка на основе АИИК новых перспективных методов измерений и контроля АУ позволяет существенно сократить время и стоимость разработки и обеспечить проведение контроля технического состояния, калибровки комплексных коэффициентов передачи каналов и автоподстройки параметров ФАР в процессе эксплуатации.

Литература

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
2. Гузь В.И., Марков В.И., Зайцев А.А., Мартынов В.А., Филоненко А.Б. Автоматизированная система для контроля и настройки ФАР. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Киев. Том 50, №1, январь 2007 г. с 46-51.
3. Usina A.V., Usin V.A., Anohina O.D., Markov V.I., Filonenko A.B. Computer simulation in design of built-in performance monitoring and alignment systems for phased array antennas // 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2004. MIKON-2004. Volume 2, 17-19 May 2004 Page(s): 481 – 484.
4. Гостюхин В.Л., Гринева К.И., Трусов В.Н. Вопросы проектирования активных ФАР с использованием ЭВМ / Под ред. В.Л. Гостюхина. – М.: Радио и связь, 1983. – 248 с.
5. Усин В.А., Марков В.И., Рожнятовская Л.В., Усина А.В. Применение пространственно разнесенной многозондовой системы для измерения параметров ФАР. // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 16-й Международной конференции (КрыМиКо'2006), Севастополь, Крым, Украина, 11-15 сент. 2006 г. – Вебер, 2006, т 2, с. 821-822.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКОВ И ЗАРЯДОВ ВБЛИЗИ УГЛОВОЙ ТОЧКИ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО КЛИНА

Приременко С.Д.

Институт плазменной электроники и новых методов ускорения ННЦ ХФТИ
61108, Харьков, ул. Академическая 1, тел. (057) 335-64-14,
E-mail: sprijmenko@kipt.kharkov.ua; факс (057) 335-35-64

Expressions for a distribution of an electric current and charge densities in a vicinity of an angular point for the perfectly conducting wedge excited by the linear synphase magnetic and electric currents are received. It is shown, that singularities of a current and a charge in the neighbourhood of an angular point are caused by the few space azimuthal harmonics of a directed current. The expressions for a charge densities connected with a continuous and discrete changes of a current are found. Boundary conditions are formulated in a place of an wedge excitation by a threadlike relativistic charge. It is pointed out, that radiations of a wedge surface and an edge are connected with changes of a current in magnitude and a direction accordingly.

1. Введение. Основным параметром UWB сигнала является его длительность. Длительность электромагнитного импульса определяется длиной формирования излучения, возникающего при рассеянии волны плотности тока или заряда на неоднородности, вдоль которой ток уменьшается от конечного значения до нуля. В существующих UWB антеннах дипольного излучения [1] длина формирования излучения сопоставима с ее поперечным размером. Последний есть величина макроскопическая, а излучатель является антенной статического типа.

В антенне переходного излучения, которое возникает при рассеянии релятивистского точечного заряда на его электрическом изображении, длина формирования излучения вырождается в точку [2] (с.11). Ток при соприкосновении заряда Q с рефлектором равен $Q\delta(t)$, а длительность импульса излучения пропорциональна $Q\delta(t)/t$ (t есть время). Длина формирования излучения есть величина микроскопическая, а излучатель является антенной динамического типа.

Имеющиеся экспериментальные результаты свидетельствуют об эффективном излучении рефлектора при возбуждении его электронным пучком вблизи ребра. Известна лишь одна теоретическая работа по применению переходного излучения в антенной технике [3], в которой практически не рассмотрено влияние геометрии рефлектора на его возбуждение пучком. Цель настоящей публикации – исследовать распределение плотностей электрического тока и заряда в окрестности ребра идеально проводящего клина и сформулировать граничные условия в месте возбуждения клина нитевидным релятивистским зарядом, являющимся частным случаем ленточного пучка.

2. Основная часть

2.1. Поперечная цилиндрическая волна

Рассмотрим возбуждение идеально проводящего клина с внешним углом раствора α (используется цилиндрическая система координат, ось Z является множеством угловых точек и совмещена с ребром клина, а грани определяются координатными поверхностями $\varphi = 0, \varphi = \alpha$) сторонним линейным синфазным источником магнитного тока j_{z0}^m (координаты ρ_0, φ_0) руководствуясь методикой работ [4] (с. 13), [5] (с. 216). Отмечая, что j_{z0}^m излучает расходящуюся поперечную цилиндрическую волну ($E_\varphi \neq 0, H_z \neq 0$), получаем поверхностную плотность электрического тока на клине

$$j_\rho(k; \rho', \varphi') = (j_{z0}^m \omega / c^2 \mu_0 2\alpha) (-1) \text{sign}(\varphi_s) \sum_{n=0}^{\infty} \tilde{\epsilon}_n \cos(\pi n \varphi_0 / \alpha) \cos(\pi n \varphi' / \alpha) \times$$
$$\times \begin{cases} J_{\pi n / \alpha}(k \rho_0) H_{\pi n / \alpha}^{(1)}(k \rho'), & \rho' > \rho_0 \\ J_{\pi n / \alpha}(k \rho') H_{\pi n / \alpha}^{(1)}(k \rho_0), & \rho_0 > \rho' \end{cases} \quad (1)$$

где k есть постоянная распространения в радиальном направлении, ω есть круговая частота, μ_0 есть магнитная проницаемость вакуума, $\tilde{\epsilon}_n$ есть множитель Неймана,

$$\text{sign}(\varphi') = \begin{cases} (-1), & \varphi' = \alpha \\ 1, & \varphi' = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Принимая во внимание, что в окрестности угловой точки $\rho' \rightarrow 0$, $k\rho' \rightarrow 0$, $\rho_0 > \rho'$, получаем

$$j_p(k; \rho', \varphi'; k\rho' \ll 1) \approx (j_{z0}^m \omega / c^2 \mu_0 2\alpha) (-1) \text{sign}(\varphi') J_0(k\rho') H_0^{(1)}(k\rho_0) + R(k\rho'), \quad (3)$$

где $R(k\rho')$ есть регулярный остаток ряда, для которого $\lim R(k\rho') = 0$ при $k\rho' \rightarrow 0$.

Поверхностная плотность заряда на гранях клина

$$\begin{aligned} \tilde{\rho} (k; \rho', \varphi') = & (j_{z0}^m i / c^2 \mu_0 2\alpha) (-1) \text{sign}(\varphi') \{ [(1/\rho') J_0(k\rho') - (\omega/c) J_1(k\rho')] H_0^{(1)}(k\rho_0) + \\ & + 2 \cos(\pi\varphi_0/\alpha) \cos(\pi\varphi'/\alpha) [(1/\rho') J_{\pi/\alpha}(k\rho') + (\omega/c) J_{\pi/\alpha-1}(k\rho') - (\omega/c)(\pi/\alpha k\rho') \times \\ & \times J_{\pi/\alpha}(k\rho')] H_{\pi/\alpha}^{(1)}(k\rho_0) + 2 \cos(2\pi\varphi_0/\alpha) \cos(2\pi\varphi'/\alpha) [(1/\rho') J_{2\pi/\alpha}(k\rho') + (\omega/c) \times \\ & \times J_{2\pi/\alpha-1}(k\rho') - (\omega/c)(2\pi/\alpha k\rho') J_{2\pi/\alpha}(k\rho')] H_{2\pi/\alpha}^{(1)}(k\rho_0) \} + R(k\rho') \end{aligned} \quad (4)$$

и в окрестности угловой точки

$$\begin{aligned} \tilde{\rho} (k; \rho', \varphi'; k\rho' \ll 1) \approx & (j_{z0}^m i / c^2 \mu_0 2\alpha) (-1) \text{sign}(\varphi') \{ (1/\rho') H_0^{(1)}(k\rho_0) + \\ & + 2 \cos(\pi\varphi_0/\alpha) \cos(\pi\varphi'/\alpha) [(1/\rho')(k\rho'/2)^{\pi/\alpha} (1/\Gamma(\pi/\alpha+1)) + (\omega/c)(k\rho'/2)^{\pi/\alpha-1} \times \\ & \times (1/\Gamma(\pi/\alpha)) - (\omega/c)(\pi/\alpha k\rho')(1/k\rho')(k\rho'/2)^{\pi/2} (1/\Gamma(\pi/\alpha+1))] H_{\pi/\alpha}^{(1)}(k\rho_0) \} + R(k\rho') \end{aligned} \quad (5)$$

Согласно (1), (3) при возбуждении клина расходящейся поперечной цилиндрической волной синфазного продольного источника магнитного тока все пространственные азимутальные гармоники наводимого электрического тока имеют одинаковую радиальную постоянную распространения k , равную постоянной распространения свободного пространства. В окрестности угловой точки распределение $j_p(k; \rho', \varphi')$ носит симметричный характер и определяется нулевой пространственной гармоникой.

Согласно (4), (5) поверхностная плотность заряда в окрестности угловой точки определяется нулевой и первой пространственными азимутальными гармониками. Нулевая и первая пространственные гармоники формируют на гранях клина электрические заряды противоположных и одинаковых знаков соответственно.

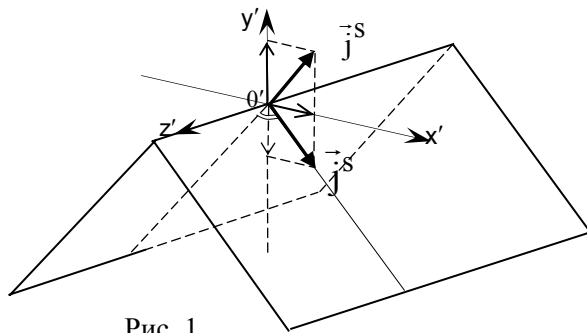


Рис. 1

Симметричные компоненты $j_p(k; \rho', \varphi')$ и k в окрестности угловой точки O' (рис.1) удовлетворяют граничным условиям

$$j_x^s(k; \rho', \varphi' = \alpha) - j_x^s(k; \rho', \varphi' = 0) = 0, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} j_y^s(k; \rho', \varphi' = \alpha) - j_y^s(k; \rho', \varphi' = 0) = \\ = (-1) 2 j_p^s(k; \rho', \varphi') \cos(\alpha/2) \end{aligned} \quad (7)$$

$$k_x^s(\varphi' = \alpha) - k_x^s(\varphi' = 0) = 0, \quad (8)$$

$$k_y^s(\varphi' = \alpha) - k_y^s(\varphi' = 0) = (-1) 2 k^s(\varphi') \cos(\alpha/2), \quad (9)$$

т. е. проекции силы тока и волнового вектора на оси $O'x'$ и $O'y'$ непрерывны и меняют знак на обратный соответственно при пересечении угловой точки O' .

Ротор плотности электрического тока в окрестности угловой точки

$$\text{rot}_z(j_p(k; \rho', \varphi') \tilde{\epsilon}_\rho) = (-1)(1/\rho') [j_p(k; \rho', \varphi' = 0) \delta(\varphi') - j_p(k; \rho', \varphi' = \alpha) \delta(\varphi' - \alpha)]. \quad (10)$$

Вихрь электрического тока равен дельта-образной разности радиальных токов на гранях клина, обусловленной дискретным изменением $j_\rho(k; \rho', \varphi')$ в азимутальном направлении. Дискретное изменение по направлению электрического тока формирует компоненту $H_z(k; \rho, \varphi)$ магнитного поля расходящейся цилиндрической волны, излучаемой ребром клина. Ребро клина является дельта-образным источником расходящейся цилиндрической волны, а причиной его излучения является изменение по направлению плотности электрического тока в окрестности угловой точки.

В случае заряженной релятивистской нити, учитывая, что изменение плотности заряда во времени в месте соприкосновения нити с клином $Q\delta(t)$ (Q есть линейная плотность заряда нити), и уравнение непрерывности, приходим к граничным условиям в месте возбуждения клина заряженной релятивистской нитью

$$(1/\rho')j_\rho(k; \rho', \varphi') + \partial j_\rho(k; \rho', \varphi')/\partial \rho' = Q(1/\rho')\delta(\rho')\delta(t). \quad (11)$$

2.1. Цилиндрическая волна электрического типа

Используя методику работ [4] (с. 13), [5] (с. 216), рассмотрим возбуждение идеально проводящего клина сторонним линейным синфазным источником электрического тока $\vec{j}^e(k; \rho, \varphi) = \{ j_\rho^e(1/\rho)\delta(\rho - \rho_0)\delta(\varphi - \varphi_0), j_\varphi^e(1/\rho)\delta(\rho - \rho_0)\delta(\varphi - \varphi_0), 0 \}$. Отмечая, что $\vec{j}^e(k; \rho_0, \varphi_0)$ излучает расходящуюся цилиндрическую волну электрического типа ($E_\rho \neq 0$, $E_\varphi \neq 0$, $H_z \neq 0$), получаем поверхностные плотности электрического тока и заряда на клине

$$\begin{aligned} j_\rho(k; \rho', \varphi') = & (i/2\alpha) \{ j_\varphi^e [J_0(k\rho')k - (1/\rho')J_1(k\rho')]H_1^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((\pi/\alpha)\varphi_0) + \\ & + j_\varphi^e \cos((\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(\pi\varphi'/\alpha) [(-1)J_{\pi/\alpha}(k\rho')k - ((\pi/\alpha - 1)/\rho')J_{\pi/\alpha-1}(k\rho')]H_{\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) + \\ & + [j_\rho^e \sin((2\kappa/\alpha)\varphi_0) + j_\varphi^e \cos((2\kappa/\alpha)\varphi_0)] \cos(2\pi\varphi'/\alpha) [(-1)J_{2\pi/\alpha}(k\rho')k + ((2\pi/\alpha - 1)/\rho') \times \\ & \times J_{2\pi/\alpha-1}(k\rho')]H_{2\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((3\kappa/\alpha)\varphi_0) + j_\varphi^e \cos((3\kappa/\alpha)\varphi_0)] \cos(3\pi\varphi'/\alpha) \times \\ & \times [(-1)J_{3\pi/\alpha}(k\rho')k - ((3\pi/\alpha - 1)/\rho')J_{3\pi/\alpha-1}(k\rho')]H_{3\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) \} + R(k\rho'). \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\rho}(k; \rho', \varphi') = & ((-1)/\omega 2\alpha) \{ j_\varphi^e [(-1)(3k/2\rho')J_0(k\rho')k + (1/2\rho'^2 + 1)J_1(k\rho')]H_1^{(1)}(k\rho_0) + \\ & + [j_\rho^e \sin((\pi/\alpha)\varphi_0) + j_\varphi^e \cos((\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(\pi\varphi'/\alpha) [((\pi/\alpha - 1)/\rho')^2 J_{\pi/\alpha-1}(k\rho') - \\ & - (2\pi k/\alpha\rho')J_{\pi/\alpha}(k\rho') + k^2 J_{\pi/\alpha+1}(k\rho')]H_{\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) + - [j_\rho^e \sin((\pi/\alpha)\varphi_0) - j_\varphi^e \cos((\pi/\alpha)\varphi_0)] \times \\ & \times \cos(\pi\varphi'/\alpha) [(-1)(k/\rho')J_{\pi/\alpha}(k\rho') + ((-1)k^2 + (\pi/\alpha + 1)/\rho'^2 + (\pi/\alpha + 1)^2/\rho'^2)J_{\pi/\alpha+1}(k\rho')] \times \\ & \times H_{\pi/\alpha+1}^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((2\kappa/\alpha)\varphi_0) + j_\varphi^e \cos((2\kappa/\alpha)\varphi_0)] \cos(2\pi\varphi'/\alpha) [((-1)k^2 + \\ & + ((3\pi/\alpha - 1)^2/\rho'^2))J_{3\pi/\alpha-1}(k\rho') + (-1)k((3\pi/\alpha - 1)/\rho')J_{3\pi/\alpha}(k\rho')]H_{3\pi/\alpha+1}^{(1)}(k\rho_0) \} + R(k\rho'). \end{aligned} \quad (13)$$

В окрестности угловой точки при $k\rho' \ll 1$

$$\begin{aligned} j_\rho(k; \rho', \varphi'; k\rho' \ll 1) \approx & (ik/4\alpha) \{ j_\varphi^e [2 - (1/\Gamma(2))]H_1^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((\pi/\alpha)\varphi_0) + \\ & + j_\varphi^e \cos((\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(\pi\varphi'/\alpha) (\pi/\alpha - 1)(k\rho'/2)^{\pi/\alpha-2} H_{\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((2\pi/\alpha)\varphi_0) + \\ & + j_\varphi^e \cos((2\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(2\pi\varphi'/\alpha) (2\pi/\alpha - 1)(k\rho'/2)^{2\pi/\alpha-2} H_{2\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((3\kappa/\alpha)\varphi_0) + \\ & + j_\varphi^e \cos((3\kappa/\alpha)\varphi_0)] \cos(3\pi\varphi'/\alpha) (3\pi/\alpha - 1)(k\rho'/2)^{3\pi/\alpha-2} H_{3\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) \} + R(k\rho'). \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\rho}(k; \rho', \varphi') \approx & ((-1)/\omega 2\alpha)(k/2)^2 \{ j_\varphi^e (1/k\rho'\Gamma(2))H_1^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((\pi/\alpha)\varphi_0) + \\ & + j_\varphi^e \cos((\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(\pi\varphi'/\alpha) [(\pi/\alpha - 1)^2 (k\rho'/2)^{\pi/\alpha-3} (1/\Gamma(\pi/\alpha)) - (4\pi/\alpha)(k\rho'/2)^{\pi/\alpha-1} \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times (1/\Gamma(\pi/\alpha+1))H_{\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) - [j_\rho^e \sin((\pi/\alpha)\varphi_0) - j_\varphi^e \cos((\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(\pi\varphi'/\alpha) [(-1)2 \times \\
& \times (k\rho'/2)^{\pi/\alpha-1} (1/\Gamma(\pi/\alpha+1)) + ((\pi/\alpha+1) + (\pi/\alpha+1)^2)(k\rho'/2)^{\pi/\alpha-1} (1/\Gamma(\pi/\alpha+2))] \times \\
& \times H_{\pi/\alpha+1}^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((2\pi/\alpha)\varphi_0) + j_\varphi^e \cos((2\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(2\pi\varphi'/\alpha) (2\pi/\alpha-1)^2 (k\rho'/2)^{2\pi/\alpha-3} \quad (15) \\
& \times (1/\Gamma(2\pi/\alpha))H_{2\pi/\alpha-1}^{(1)}(k\rho_0) + [j_\rho^e \sin((3\pi/\alpha)\varphi_0) + j_\varphi^e \cos((3\pi/\alpha)\varphi_0)] \cos(3\pi\varphi'/\alpha) (3\pi/\alpha-1)^2 \\
& \times (k\rho'/2)^{3\pi/\alpha-3} (1/\Gamma(3\pi/\alpha))H_{3\pi/\alpha}^{(1)}(k\rho_0) \} + R(k\rho').
\end{aligned}$$

Плотность тока и заряда в окрестности угловой точки при возбуждении клина расходящейся цилиндрической волной электрического типа определяется четырьмя азимутальными пространственными гармониками наводимого тока с $n = 0, 1, 2, 3$. Четные и нечетные гармоники формируют на гранях клина заряды противоположных и одинаковых знаков соответственно.

Антисимметричные компоненты $j_\rho(k; \rho', \varphi')$ и k в окрестности угловой точки O' аналогично (6)-(9) удовлетворяют граничным условиям

$$j_x^a(k; \rho', \varphi' = \alpha) - j_x^a(k; \rho', \varphi' = 0) = 2j_\rho^a(k; \rho', \varphi') \sin(\alpha/2), \quad (16)$$

$$j_y^a(k; \rho', \varphi' = \alpha) - j_y^a(k; \rho', \varphi' = 0) = 0, \quad (17)$$

$$k_x^a(k; \rho', \varphi' = \alpha) - k_x^a(k; \rho', \varphi' = 0) = 2k_\rho^a(k; \rho', \varphi') \sin(\alpha/2), \quad (18)$$

$$k_y^a(k; \rho', \varphi' = \alpha) - k_y^a(k; \rho', \varphi' = 0) = 0, \quad (19)$$

3. Выводы. При возбуждении клина расходящейся цилиндрической волной все пространственные азимутальные гармоники наводимого электрического тока имеют одинаковую радиальную постоянную распространения, равную постоянной распространения свободного пространства.

В случае поперечной цилиндрической волны распределение электрического тока в окрестности угловой точки носит симметричный характер и определяется нулевой пространственной гармоникой, а поверхностная плотность заряда определяется нулевой и первой пространственными гармониками.

Плотность тока и заряда в окрестности угловой точки при возбуждении клина расходящейся цилиндрической волной электрического типа описывается четырьмя пространственными гармониками наводимого тока.

Показано, что ребро клина является дельта-образным источником расходящейся цилиндрической волны, а причиной его излучения является дискретное изменение по направлению плотности электрического тока в окрестности угловой точки.

Сформулировано граничное условие в месте возбуждения клина заряженной релятивистской нитью, которое может быть использовано при анализе антенны переходного излучения.

Литература

1. H. Shantz. The art and science of ultra- wideband antennas.- Boston.: Artech house, pp. 2005.- 331.
2. В.Л. Гинзбург, В.Н. Цитович. Переходное излучение и переходное рассеяние.- М.: Наука, 1984.- 360с.
3. В.А. Балакирев и др. Физические механизмы переходного излучения электромагнитных импульсов // Журнал технической физики, 69(10) (1999) с. 90- 95.
4. П.Я. Уфимцев. Метод краевых волн в физической теории дифракции. – М: Сов. радио. 1962. – 243 с.
5. Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. Возбуждение электромагнитных волн. М.-Л.: Энергия. 1967. – 376 с.

УПРАВЛЕНИЕ ПОЛЯМИ РАССЕЯНИЯ В ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕННАХ

Гусевский В.И., Гнедак П.В.

ФГУП ОКБ МЭИ

11250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14

Тел. 737-04-60 (78-42), vigvam332@rambler.ru

On the basis of a method aperture of orthogonal polynomials the way and algorithms of creation of special phase distortions in apertures of reflector antennas with the help of controlled passive scatterers is offered. Such distortions can provide an angular displacement of a main lobe for obtaining an equisignal zone or forming in given directions nulls in an antenna's pattern in directions of incoming of jammings. The imported phase distortions are determined by criterion of minimum lowering of an own antenna gain.

Введение. Расширение функциональных возможностей зеркальных антенн, в частности, повышение помехозащищённости радиотехнических комплексов с зеркальными антеннами, всегда являлось и является желательным направлением этого раздела антенной техники. Особый интерес разработчиков связан с использованием управляемых пассивных рассеивателей, определенным образом меняющих результирующее амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве зеркальной антенны.

В работах [1, 2] предлагается устанавливать такие пассивные рассеиватели на внутренней стороне зеркальной поверхности, которые обеспечивают формирование провалов в ДН в дальней зоне в известных направлениях прихода помех. Для решения этой задачи в [3] используется оптимизационный генетический алгоритм, позволяющий найти место установки рассеивателей и величину вносимых фазовых искажений. Однако доказательства оптимальности получаемых результатов не приводятся, хотя, априори известно, что рассматриваемая задача является нелинейной многоэкстремальной задачей многопараметрического математического программирования.

Ниже рассматриваются алгоритмы определения с помощью пассивных рассеивателей таких фазовых искажений в раскрыве зеркальной антенны, которые обеспечивают формирование провалов в ДН в заданных направлениях или небольшое угловое смещение главного лепестка ДН для создания равносигнальной зоны антенн с режимом автослежения.

Метод расчета. Метод решения поставленной задачи основан на методе апертурных ортогональных полиномов (АОП), [4]. На первом этапе по заданному амплитудному распределению поля в раскрыве зеркала $\rho(x,y)$ по основной поляризации компоненте находится последовательность двумерных ортогональных многочленов.

Искомое фазовое распределение определяется с помощью минимизации следующего функционала:

$$I = \min \left| \sum_{n,m} C_{nm}^2 + \sum_q \lambda_q P(\vartheta_q, \varphi_q) \right| \quad (1)$$

где C_{nm} – коэффициенты Фурье представления фазового распределения в виде отрезка ряда Фурье по найденным ортогональным полиномам, λ_q – множители Лагранжа, $P(\vartheta_q, \varphi_q)$ – энергетическая ДН в направлениях прихода помех – (ϑ_q, φ_q) , q – номер формируемого провала.

Ключевым моментом вычислительного процесса является процедура ортогонализации Грамма-Шмидта на плоском двумерном раскрыве, ограниченном произвольной кривой с весовой функцией, отождествляемой с амплитудным распределением поля.

Искомые коэффициенты Фурье разложения функции фазового распределения находятся их системы линейных алгебраических уравнений, получаемых из условий минимума функционала (1):

$$\frac{\partial I}{\partial C_{nm}} = 0; \quad \frac{\partial I}{\partial \lambda_q} = 0 \quad (2)$$

после линеаризации подынтегрального экспоненциального множителя выражения для энергетической ДН в дальней зоне, как это показано в [4].

После синтеза фазового распределения в раскрыве зеркальной антенны необходимо решить задачу его аппроксимации минимальным числом рассеивателей, создающими локальные фазовые возмущения в раскрыве зеркала. Эта процедура опирается на доказанное в [4] утверждение о существовании в раскрывах антенн локальных зон, ответственных за формирование определенных гармоник фазового распределения с минимальной амплитудой фазовых возмущений. Местоположение таких локальных зон находится из условий:

$$\frac{\partial C_{nm}}{\partial x_r} = 0, \quad \frac{\partial C_{nm}}{\partial y_l} = 0, \quad (3)$$

где частные производные вычисляются по множеству точек раскрыва, отвечающих соотношениям (3).

Например, для возбуждения кубических искажений в нормированном линейном раскрыве антенны при равномерном амплитудном распределении из (3), с учетом того, что в этом случае $P_3(x)$ является многочленом Лежандра, имеем:

$$\frac{\partial P_3(x)}{\partial x_r} = \frac{\partial(5x^3 - 3x)}{\partial x_r} = 0, \quad x_r^2 = \pm \sqrt{\frac{3}{5}},$$

причем к этим точкам необходимо присовокупить концевые точки ± 1 . То есть, локальные фазовые возмущения в этих точках, возбуждающие кубическую гармонику, имеют минимальную амплитуду возбуждения и, следовательно, наименьшим образом снижают КНД антенны в главном направлении. Пересчет синтезированного фазового распределения из раскрыва на криволинейную поверхность зеркала производится на основе геометрической трактовки процесса распространения радиоволн. Нужно подчеркнуть, что ортогональные фазовые возмущения высших порядков не изменяют угловой ориентации главного лепестка ДН.

В качестве неуправляемых пассивных рассеивателей могут использоваться металлические и диэлектрические накладки на зеркальной поверхности. Такой вариант деформации ДН антенны может быть использован в зеркальных антеннах с односторонним пониженным уровнем боковых лепестков, для уменьшения влияния подстилающей поверхности при ориентации антенны под малыми углами места [5].

На рис. 1 показана ДН зеркальной антенны с кусочно-постоянными фазовыми возмущениями.

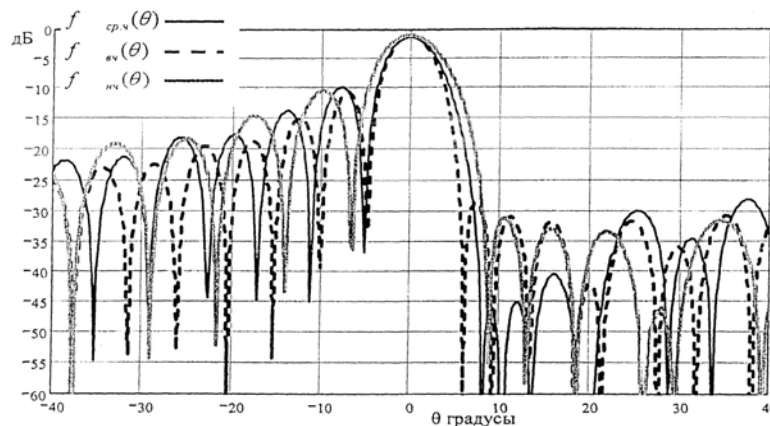


Рис. 1. Одностороннее подавление боковых лепестков в линейной антенне с равномерным амплитудным распределением в широкой полосе частот $f_0 \pm 16\% f_0$

В [1, 2] управляемые фазовые возмущения предлагается создавать с помощью механически перемещаемых рассеивателей в виде дисков или вибраторов, однако, для управления формой ДН в реальном масштабе времени такие варианты оказываются неприемлемыми. В связи с этим в настоящее время проводится разработка управляемых рассеивателей, объединяемых с отражательными фазовращателями [5] полупроводникового или ферритового типов. Для этой цели могут быть использованы также частотно-селективные поверхности, образованные печатными вибраторными или щелевыми излучателями и встроенными в них СВЧ-коммутационными элементами. Кусками таких поверхностей перекрываются зоны локальных возмущений. При включенном состоянии диодов кусок поверхности дает опережающий сдвиг фаз отраженных электромагнитных волн, а при выключенном состоянии появляется запаздывание по фазе отраженной волны по сравнению с фазой волны, отраженной неискаженной частью смежной зеркальной поверхности.

Ввод. Описанный способ управления полями рассеяния в зеркальных антеннах претендует на получение оптимальных решений по критерию стабильности углового направления главного луча ДН и минимальных потерь коэффициента усиления при наличии локальных фазовых возмущений, обеспечивающих формирование провалов в ДН в направлениях прихода помех.

Литература

1. D.Jacavanko. Reflektor antenna having sidelobe suppression elements /Patent USA №4631547, XII, 1986.
2. J.L.Poirer. Reflector antenna having sidelobe nulling assembly with metallic grating /Patent USA №4725847, II, 1988.
3. R.Haupt. Adaptive Nulling with a reflector antenna using movable scattering elements. //IEEE Transaction on AP, v.53, №2, 2005/.
4. Е.Г.Зелкин, В.Ф.Кравченко, В.И.Гусевский. Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. Москва: Сайн-пресс, 2005, стр.407-435.
5. Патент. Ru №2311708 H01Q Бюл.№33, 27.11.2007 г.

АНАЛИЗ РУПОРНЫХ АНТЕНН СО СЛОЖНОЙ ФОРМОЙ ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ

Манойлов В. Ф.¹, Павлюк В. В.², Чухов В. В.¹

¹Житомирский государственный технологический университет
10005, г. Житомир, ул. Черняховского, 103, тел. 0412 22-14-10

²Житомирский военный институт имени С. П. Королева Национального
авиационного университета

10004, г. Житомир - 4, проспект Мира, 22, тел. 0414 25-04-91

Approaches and methodology to the decision of internal electrodynamic tasks of wide-band square double- and quadriged horns analysis and synthesis are considered in given work. It is based on cross-sectional method with accounting the ridged waveguides eigenvalues to perform a forward and backward calculation.

Введение. Непрерывное повышение требований, предъявляемых к различным радиотехническим комплексам, заставляет искать пути улучшения характеристик входящих в них элементов, в частности их антенных систем и канализирующих устройств. Во многих случаях в качестве антенн в таких комплексах используются волноводные и рупорные излучатели, обладающие рядом полезных свойств: простотой, высоким уровнем согласования со свободным пространством, надежностью в эксплуатации. Реализовать указанные требования в широкой полосе частот возможно с помощью волноводных и рупорных излучателей со сложной формой поперечного сечения [1-3]. Изменяя параметры сечения, можно существенно влиять на внутренние и внешние электродинамические характеристики излучателей, уменьшать их размеры при обеспечении работы в заданном диапазоне частот.

Большой интерес для построения антенных решеток и многоэлементных облучателей представляют рупорные излучатели на основе волноводов с двух- и четырехребровым сечениями и апертурой простой формы без гребней (прямоугольной или круглой) [2]. Внешние характеристики таких антенн поддаются анализу при помощи известных апертурных подходов и несложных выражений, в то время как решение внутренних электродинамических задач их анализа и синтеза представляет основной научный и практический интерес. Настоящая работа посвящена разработке необходимых методических подходов к решению этих задач.

Общая методика решения электродинамических задач гребневых рупорных антенн. Наиболее целесообразно расчет гребневых рупорных антенн (РА) осуществлять на основе теории собственных волн и вычислении их амплитуд с помощью метода поперечных сечений (МПС) [4]. В случае небольших углов раскрытия достаточно использовать собственные функции регулярных волноводов.

Непосредственное использование подходов МПС к анализу гребневых рупорных антенн сопряжено с определенными трудностями, поскольку в настоящее время не найдены конечные выражения для их собственных функций. Выражения, полученные с помощью методов частичных областей, представляют собой бесконечные ряды по собственным функциям частичных областей, а их непосредственное использование приводит к повышению громоздкости изложений и неоправданному усложнению конечных выражений. Применение же численных решений, полученных с помощью сеточных методов [5], вообще не предусматривает существование конечных выражений и делает нецелесообразным применение МПС.

Возможный вариант решения данного задания заключается в следующем. Как известно, между постоянной распространения k_z и волновым числом k свободного пространства существует связь, которая описывается с помощью дисперсионного уравнения

$$k^2 = k_z^2 + k_s^2, \quad (1)$$

где k_s имеет значение поперечной составляющей волнового числа. С другой стороны, k_s является собственным числом волнового уравнения для поперечного сечения волновода:

$$\nabla_s^2 F + k_s^2 F = 0, \quad (2)$$

где ∇_s^2 – двумерный оператор Лапласа, и зависит лишь от его геометрии и типа волны, определяемой собственной функцией F .

В случае неизменного типа волны, распространяющейся в волноводе, при изменении простой формы поперечного сечения волновода за счет внесения неоднородности однозначно происходят изменения собственных чисел. Очевидно, что и наоборот, использование отличающегося от начального значения собственного числа, эквивалентно учету влияния неоднородностей. Это обстоятельство позволяет значительно упростить расчет неоднородных волноводов за счет использования собственных функций волновода простой формы и собственных чисел волновода с неоднородностью. Достаточность учета собственного числа волновода с неоднородностью подтверждена для слоистых и частично заполненных волноводов, для которых материалом неоднородности является диэлектрик или феррит. Аналогично следует считать справедливым это утверждение для волноводов с неоднородностями (гребнями), изготовленными из металла. Последующее применение МПС требует незначительных аналитических изложений и позволяет получать несложные конечные аналитические выражения. При этом в получаемые результаты предварительно вносится определенная погрешность, предполагаемая величина которой соизмерима с погрешностью применения численных решений для собственных функций и ограничения количества членов в рядах.

Внутренняя задача для регулярных гребневых волноводов. Представим раскрыв рупорной антенны в виде аналитических зависимостей от продольной координаты z , описывающих образующие стенок и гребней антенны, как показано на рис. 1.

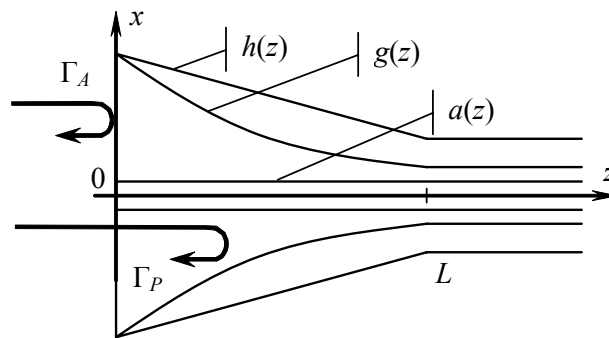


Рис. 1

Решение задачи предусматривает нахождение зависимостей собственных чисел от продольной координаты в подобном аналитическом виде. Кроме того, для удобства решения задач синтеза необходимо иметь несложные аналитические выражения, связывающие значения собственных чисел и размеров сложной области поперечного сечения.

Такие выражения, представляющие собой элементы характеристического уравнения сложной области поперечного сечения гребневого волновода, были найдены с использованием подходов метода частичных областей [5]. Для этого поперечное сечение представляется в виде эквивалентных Γ - и Z -образных областей для двух- (рис. 2, а) и четырехгребневых (рис. 2, б) антенн соответственно.

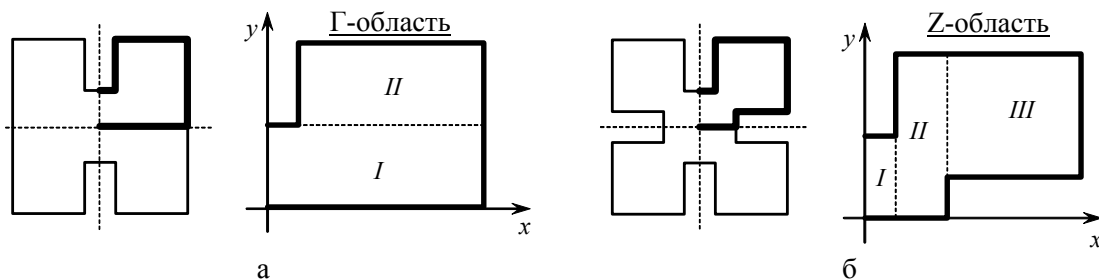


Рис. 2

Пределы применимости полученных выражений соответствуют коэффициенту широкополосности порядка 8...12, что является приемлемым для проектирования достаточно широкополосных гребневых РА.

Задачи анализа и синтеза гребневых рупорных антенн. Использование выражений для амплитуд собственных волн, полученных с помощью МПС с учетом собственных чисел гребневых волноводов, позволяют одинаково эффективно решать прямые и обратные задачи. В частности, при использовании выражения для коэффициента отражения волны основного типа H_{10} от нерегулярной части рупорной антенны

$$\Gamma_{10} = \frac{1}{2} \int_0^L S_{10}(z) \exp \left\{ -j2 \int_0^z k_z dz \right\} dz \quad (3)$$

при введении эквивалентной замены $d \ln Z(z)/dz = 0,5S_{10}(z)$ появляется возможность определения таких геометрических характеристик антенны, как профиль гребня или законы образующих стенок. В частности, при линейных образующих и постоянной ширине гребня необходимый вид зависимости коэффициента связи $S_{10}(z)$ однозначно определяется видом профиля гребня. При этом расчет профиля гребня осуществляется путем решения характеристического уравнения для сложной области поперечного сечения гребневого волновода относительно геометрических размеров.

Дополнительным положительным эффектом при использовании указанных подходов и выражений, полученных с помощью МПС, является возможность нахождения такой физически реализуемой конструкции РА, в которой осуществляется взаимная компенсация отражения от апертуры и от нерегулярностей раскрытия путем выбора его соответствующих геометрических характеристик. Реализация данного подхода позволяет достичь улучшенных характеристик согласования антенны при ее постоянных внешних размерах (длине).

Указанные подходы были использованы при расчете четырехгребневых волноводно-рупорных антенн для использования в качестве облучателей параболического зеркала наземной антенны для спутниковых коммуникационных систем для частотного диапазона 3,4...12,75 ГГц. В качестве ограничений при проведении расчетов выступали условия физической реализуемости и необходимой простоты изготовления конструкции антенны, в частности необходимость в постоянной ширине гребней и линейных образующих стенок растрыва.

Выводы. В работе предложен подход к решению электродинамических задач расчета гребневых рупорных антенн, который базируется на методе поперечных сечений с учетом собственных чисел гребневых волноводов, который отличается простотой и физической наглядностью. Получаемые результаты удовлетворяют большинству практических целей для проведения расчетов достаточно широкополосных конструкций гребневых рупорных антенн. Математический аппарат реализован в виде инженерной методики расчета двух- и четырехгребневых рупорных антенн.

Литература

1. Kerr J. L. Short axial length broadband horns / Kerr J. L. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Vol. AP-21. – №5. – 1973. – P. 710–714.
2. Манойлов В. П. Рупорні антени на основі хвилеводів зі складною формою поперечного перерізу: метод. посіб. Ч. 1 / В. П. Манойлов, В. В. Павлюк, В. В. Чухов. – Житомир: ЖДТУ, 2008. – 100 с.
3. Василенко Ю. Н. Крестообразные и четырехгребенчатые волноводно-рупорные излучатели. Внешние и внутренние характеристики / Ю. Н. Василенко, А. С. Ильинский, Ю. Я. Харланов // Ридиотехника и электроника. – 2006. – №1. – С. 6-23.
4. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Б. З. Каценеленбаум. – М.: Изд. АН СССР, 1961. – 216 с.
5. Григорьев А. Д. Численные методы расчета электромагнитных полей свободных волн и колебаний в регулярных волноводах и полых резонаторах / А. Д. Григорьев, В. В. Янкевич // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – №5. – С. 43–67.
6. Манойлов В. П. Сталі розповсюдження Н- та П-подібного хвилеводу / В. П. Манойлов, В. В. Павлюк // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – ЖДТУ, 2007. – №3(42). – С. 79–89.

ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ В АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Габриэлян Д.Д., Звездина Ю.А.

Ростовский военный институт ракетных войск
344038. г.Ростов-на-Дону, ул. Нагибина, 24/50,

E-mail: zvezdina_m@mail.ru

Basing on the block matrices inverted transformation analytic algorithm potential estimations of both depth of formed “zero” and signal noise ratio in spatial polarization selection are obtained. Physical interpretation of the obtained results is given. The results of the numerical modeling are given.

Введение. Одним из важнейших показателей эффективности обработки сигналов в условиях наличия помех является потенциально достижимое значение отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе антенной системы. В существующих алгоритмах обработки сигналов эллиптической поляризации вначале на выходе излучателя сигнал формируется путем суммирования ортогональных составляющих, а затем производится учет пространственных различий полезного и помеховых сигналов. В то же время оптимальная обработка должна быть реализована на основе учета различий не только направлений приходов сигналов, но и их поляризаций. Имеется ряд работ, например, [1, 2], посвященных вопросам пространственно-поляризационной обработки. Однако вопросы оценки потенциально достижимых глубины формируемого «нуля» диаграммы направленности (ДН) в направлении помех и величины ОСПШ, достигаемых при такой обработке, в полной мере в данных работах не отражаются. Так, в [1] не рассматривается влияние помеховых ортогонально поляризованных сигналов на глубину формируемого «нуля» ДН, а в [2] оценки потенциально достижимых глубины «нуля» ДН и ОСПШ получены для сигналов линейной поляризации. В связи с этим задача нахождения аналитических выражений для оценки потенциально достижимых характеристик антенны при пространственно-поляризационной селекции сигналов является актуальной.

Решение задачи. Пусть имеется антенная решетка произвольной геометрии, содержащая N пар независимых взаимно ортогональных излучателей (рис. 1), обеспечивающая одновременный прием $L+1$ сигналов, один из которых является полезным с известными параметрами (направление прихода, поляризация и параметры временной структуры, позволяющие проводить его обработку) и L помеховых сигналов с неизвестными параметрами.

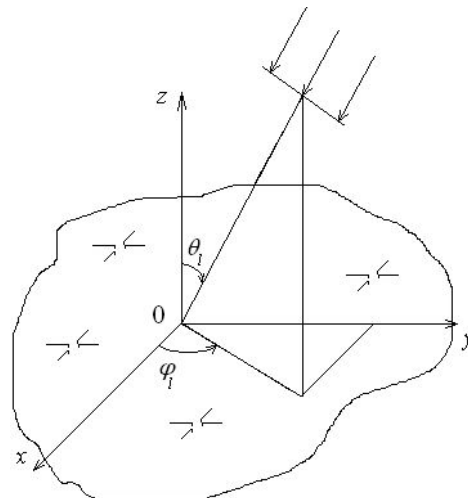


Рис. 1

Сигнал $u(t)$ на выходе антенной решетки (АР) представим в виде:

$$u(t) = Y^T(t)W, \quad (1)$$

где

$$Y(t) = H(t) + \sum_{l=0}^L S_l u_l(t), \quad (2)$$

W , $Y(t)$ и $H(t)$ - соответственно $2N$ -мерные векторы-столбцы весовых коэффициентов, сигналов на выходах и тепловых шумов в излучателях АР; символ « T » обозначает операцию транспонирования; $u_l(t)$ - временная зависимость l -го сигнала; S_l - вектор-столбец размерности $2N$, элементы которого определяются параметрами падающей волны:

$$S_{nl} = \sqrt{P_l} T(n, \theta_l, \varphi_l) \exp\{-i2\pi\lambda^{-1}\varphi(x_n, y_n, z_n, \theta_l, \varphi_l)\}. \quad (3)$$

В соотношении (3) P_l - нормированная к уровню тепловых шумов мощность l -го сигнала; λ - длина волны. Множители $\varphi(x_n, y_n, z_n, \theta_l, \varphi_l)$, $T(n, \theta_l, \varphi_l)$ зависят от геометрии антенной решетки и в частном случае плоской АР имеют вид:

$$\varphi(x_n, y_n, z_n, \theta_l, \varphi_l) = (x_n \cos \varphi_l + y_n \sin \varphi_l) \sin \theta_l + z_l \cos \theta_l, \quad (4)$$

$$T(n, \theta_l, \varphi_l) = \begin{cases} E_l^\theta \cos \theta_l \cos \varphi_l - E_l^\varphi \cos \theta_l \sin \varphi_l, & n = 1, \dots, N, \\ E_l^\theta \cos \theta_l \sin \varphi_l + E_l^\varphi \cos \theta_l \cos \varphi_l, & n = N + 1, \dots, 2N, \end{cases} \quad (5)$$

где E_l^θ и E_l^φ - θ - и φ -компоненты напряженности электрического поля во фронте волны, соответствующей l -му сигналу.

Обработка сигналов проводится на основе критерия максимума отношения сигнал/(помеха+шум) в соответствии с алгоритмом, описанным в [2].

Требуется определить потенциально достижимые характеристики антенной решетки (глубина формируемого «нуля» и значение ОСПШ) при пространственно-поляризационной селекции сигналов эллиптической поляризации на основе критерия максимума ОСПШ.

Для дальнейшего анализа будем считать, что тепловые шумы в излучателях АР имеют мощность σ^2 , некоррелированы с принимаемыми сигналами, а сами сигналы без ограничения общности являются гармоническими ($u_l(t) = \exp(i\omega t)$). Для решения поставленной задачи представим мощность сигнала на выходе АР в виде суммы мощности полезного сигнала

$$P_0 = 0.5W^T S_0^* S_0^T W^* \quad (6)$$

и мощности помех и тепловых шумов

$$P = W^T A W^*, \quad (7)$$

где матрица A - являющаяся эрмитовой [2] ковариационная матрица помех, определяемая соотношением

$$A = \sigma^2 E + 0.5 \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L S_l^* S_p^T, \quad (8)$$

E - единичная матрица размерности $2N \times 2N$.

Анализ выражений (6)-(8) показывает, что ОСПШ, как и для сигналов линейной поляризации, представляет собой отношение эрмитовых квадратичных форм. В соответствии с этим оптимальный по критерию максимума ОСПШ вектор весовых коэффициентов на основании результатов работы [2] определяется зависимостью:

$$W_{opt} = A^{-1} S_0^*. \quad (9)$$

Однако, в отличие от случая сигналов с совпадающей линейной поляризацией, изложенного в [3], структура ковариационной матрицы A

$$A = \begin{pmatrix} A_{xx} & A_{xy} \\ A_{yx} & A_{yy} \end{pmatrix} \quad (10)$$

приобретает блочный характер, где каждый из четырех блоков представляет собой матрицу размерности $N \times N$. При этом блок A_{xx} определяет элементы ковариационной матрицы для вибраторов, ориентированных вдоль оси Ox , блок A_{yy} - для вибраторов, ориентированных вдоль оси Oy , блоки A_{xy} и A_{yx} выражают элементы ковариационной матрицы между элементами, ориентированными вдоль осей Ox и Oy или Oy и Ox соответственно.

Форма ковариационной матрицы помех в виде (10) позволяет на основе аналитического обращения блочной матрицы [4] выявить основные закономерности формирования

вектора весовых коэффициентов, векторной диаграммы направленности и максимально достижимого отношения сигнал/(помеха+шум). Дальнейшие преобразования будем проводить в частном, но позволяющем выявить основные закономерности случае одного помехового сигнала. В результате несложных, но громоздких преобразований матрицы (10) получаем, что оптимальный вектор комплексных весовых коэффициентов является суммой трех составляющих: исходного вектора комплексных весовых коэффициентов и двух дополнительных составляющих. Исходный вектор комплексных весовых коэффициентов, образованный двумя блоками $\{W_x^{(0)}, W_y^{(0)}\}$ размерности $N \times 1$, получен в отсутствие помехового сигнала. Дополнительные составляющие обеспечивают формирование каждой из подрешеток диаграмм направленности $F_x^{(0)}(\theta_1, \varphi_1)$ и $F_y^{(0)}(\theta_1, \varphi_1)$, максимумы которых направлены в направлении помехи (θ_1, φ_1) . Полученные выражения для оптимального вектора весовых коэффициентов имеют следующий вид:

$$W_{x\ opt} = W_x^{(0)} - \tilde{C}_{xx} S_{x1}^* F_x^{(0)}(\theta_1, \varphi_1) - \tilde{C}_{xy} S_{x1}^* F_y^{(0)}(\theta_1, \varphi_1), \quad (11)$$

$$W_{y\ opt} = W_y^{(0)} - \alpha_B S_{y1}^* F_y^{(0)}(\theta_1, \varphi_1) - \tilde{C}_{yx} S_{y1}^* F_x^{(0)}(\theta_1, \varphi_1). \quad (12)$$

В данных соотношениях \tilde{C}_{xx} , \tilde{C}_{xy} - квадратные матрицы размерности $N \times N$ и коэффициент α_B получаются на основе преобразований блоков матрицы (10).

Для более полного анализа потенциально достижимых характеристик АР приведем полученные на основе (11) и (12) выражения для θ - и φ -компонент векторной диаграммы направленности в направлении прихода помехового сигнала:

$$F_\theta(\theta_1, \varphi_1) = F_\theta^{(0)}(\theta_1, \varphi_1) \frac{\cos \varphi_1 + \sin \varphi_1}{1 + N\tilde{P}_1 \cos^2 \theta_1} \cos \theta_1, \quad (13)$$

$$F_\varphi(\theta_1, \varphi_1) = F_\varphi^{(0)}(\theta_1, \varphi_1) (\cos \varphi_1 - \sin \varphi_1) \quad (14)$$

для помехи, имеющей θ -поляризацию, и

$$F_\theta(\theta_1, \varphi_1) = F_\theta^{(0)}(\theta_1, \varphi_1) \cos \theta_1 (\cos \varphi_1 + \sin \varphi_1) \quad (15)$$

$$F_\varphi(\theta_1, \varphi_1) = F_\varphi^{(0)}(\theta_1, \varphi_1) \frac{\cos \varphi_1 - \sin \varphi_1}{1 + N\tilde{P}_1} \quad (16)$$

для помехи, имеющей φ -поляризацию. Здесь $F_\theta^{(0)}(\theta_1, \varphi_1)$, $F_\varphi^{(0)}(\theta_1, \varphi_1)$ - θ - и φ -компоненты исходной диаграммы направленности, формируемой антенной решеткой в отсутствие помех; $\tilde{P}_1 = P_1 / \sigma^2$.

Из анализа данных выражений несложно заметить, что при воздействии помехового сигнала линейной поляризации формирование «нуля» в отличие от использования алгоритмов, не учитывающих поляризационные различия сигналов [2], происходит только в соответствующей компоненте ДН. Глубина формируемого «нуля» для θ -компоненты равна $1 + N\tilde{P}_1 \cos^2 \theta_1$, а для φ -компоненты - $1 + N\tilde{P}_1$. Следствием этого при воздействии помеховых сигналов линейной поляризации является только частичное искажение ДН и, соответственно, повышение ОСПШ. Выражения для потенциально достижимого ОСПШ могут быть найдены на основе соотношений (13)-(16), однако в силу своей громоздкости здесь не приводятся.

При оценке потенциально достижимых значений Q сигнал/(помеха+шум) при различных сочетаниях характеристик эллиптичности полезного и помехового сигналов рассмотрены случаи: полезный и помеховый сигнал имеют одинаковую линейную поляризацию (оба сигнала являются одновременно θ - или φ -поляризованными сигналами); по-

лезный и помеховый сигнал имеют ортогональные линейные поляризации (один из сигналов является θ -, а второй φ -поляризованным). Рассматривалась плоская 64-элементная (8×8) антенная решетка с шагом координатной сетки 0.5λ .

Результаты исследований изменения ОСПШ в децибелах в зависимости от направления прихода помехового сигнала приведены в таблице (полезный сигнал приходит по нормали к плоскости АР). Отношение мощности полезного и помехового сигналов к мощности тепловых шумов на входе АР принимаются равными 0 дБ и 30 дБ соответственно.

Таблица

Значение отношения сигнал/помеха+шум (в дБ)
для сигналов различной поляризации

θ_1 , град	Сигналы совпадающей поляризации	Сигналы ортогональных поляризаций	θ_1 , град	Сигналы совпадающей поляризации	Сигналы ортогональных поляризаций
0	-30	15.05	45	15.02	15.05
5	7.35	15.05	50	15.05	15.05
10	14.02	15.05	55	14.99	15.05
15	15.04	15.05	60	14.95	15.05
20	14.71	15.05	65	14.96	15.05
25	14.86	15.05	70	15.00	15.05
30	15.05	15.05	75	15.03	15.05
35	14.94	15.05	80	15.05	15.05
40	14.91	15.05	85	15.05	15.05

Анализ полученных результатов показывает, что в соответствии с теоретическими выводами для полезного и помехового сигналов совпадающих поляризаций поведение ОСПШ совпадает с известными зависимостями, полученными для линейно-поляризованных сигналов [1, 2]. Для сигналов ортогональных поляризаций величина ОСПШ не зависит от направления прихода помехового сигнала и равна значению ОСПШ в отсутствие помехи.

Выводы. В статье получены соотношения, определяющие потенциально достижимые характеристики АР при пространственно-поляризационной селекции сигналов. Показано, что при использовании рассматриваемого алгоритма формирование «нуля» происходит только в компоненте векторной ДН, совпадающей с поляризацией помехового сигнала. При этом глубина формируемого «нуля» при подавлении θ -поляризованного сигнала равна $1 + N\tilde{P}_1 \cos^2 \theta_1$, а при подавлении φ -поляризованного сигнала - $1 + N\tilde{P}_1$. Это позволяет добиться при приеме сигналов ортогональных поляризаций сохранения величины ОСПШ на выходе АР, равным значению в отсутствие помехового сигнала.

Литература

- 1.Корниенко Л.Г., Колос Ю.А. Адаптивные антенные решетки с управляемыми пространственно-поляризационными характеристиками в условиях приема частично-поляризованных радиоволн // Антенны. – 1989. - Вып.36. - С.12-23.
- 2.Монзинг Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1989. – 448 с.
- 3.Вертоградов Г.Г. [и др.] Применение метода адаптации для различения некоррелированных сигналов // Автоматика и вычислительная техника. – 2002. - №4. – С.79-84.
- 4.Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука, 1988. – 552 с.

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Габриэльян Д.Д., Звездина Ю.А.

Ростовский военный институт ракетных войск
344038. г.Ростов-на-Дону, ул. Нагибина, 24/50,

E-mail: zvezdina_m@mail.ru

In the paper correlated signals spatial selection method is considered. The method is based on a tentative signal processing that provides the exclusion of signal when forming the covariance matrix of noises. The results of the numerical modeling are given.

Введение. Эффективность функционирования адаптивных антенных систем в условиях помех может оцениваться различными показателями, в частности, отношением сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе антенной системы [1-3]. Вопросы максимизации данного показателя в настоящее время достаточно подробно рассмотрены [1-3]. Однако при этом, как правило, делается предположение о формировании ковариационной матрицы помех только на основе помеховых сигналов. В то же время функционирование современных радиоэлектронных средств характеризуется одновременным присутствием на входе антенной системы как полезного, так и помеховых сигналов. Появление в элементах ковариационной матрицы помех составляющих, обусловленных как полезным сигналом, так и его корреляцией с помеховыми сигналами, приводит к резкому снижению величины ОСПШ [1, 2]. В данных условиях задача формирования весовых коэффициентов в каналах адаптивной антенной решетки (ААР), обеспечивающих близкое к максимальному значению ОСПШ, является актуальной.

Решение задачи. Пусть имеется антенная решетка произвольной геометрии, включающая N излучателей, обеспечивающая одновременный прием $L+1$ сигналов, один из которых ($l=0$) является полезным с известными параметрами (направление прихода, поляризация и параметры временной структуры, позволяющие проводить его обработку) и L помеховых сигналов с неизвестными параметрами.

Сигнал $u(t)$ на выходе антенной решетки (АР) представим в виде:

$$u(t) = Y^T(t)W, \quad (1)$$

$$\text{где } Y(t) = H(t) + \sum_{l=0}^L S^{(l)}u_l(t), \quad (2)$$

W , $Y(t)$ и $H(t)$ - соответственно N -мерные векторы-столбцы весовых коэффициентов, сигналов на выходах и тепловых шумов в излучателях АР; символ « T » обозначает операцию транспонирования; $u_l(t)$ - временная зависимость l -го сигнала; $S^{(l)}$ - вектор-столбец размерности N , определяемый параметрами падающей волны.

Требуется осуществить процесс обработки сигналов в антенне таким образом, чтобы исключить искажение вектора весовых коэффициентов, обусловленное составляющими элементов ковариационной матрицы помех, связанными с полезным сигналом и его корреляцией с помеховыми сигналами.

Для достижения данной цели объединим N элементов антенной решеток в K подрешеток по M элементов в каждой, как показано на рис.1. При этом сигналы на выходе каждой подрешетки, используемые для формирования ковариационной матрицы помех, являются взвешенными суммами с весовыми коэффициентами $\tilde{W}_n^{(m)}$, ($m=1, \dots, K$; $n=(m-1)M, \dots, mM$), обеспечивающими исключение полезного сигнала на выходе каждой из подрешеток. Указанные весовые коэффициенты в каналах предварительной обработки выбираются из условия

$$\tilde{V}_m^{(0)}(t) = \sum_{n=(m-1)M+1}^{mM} S_n^{(0)} \tilde{W}_n u_0(t) = 0. \quad (3)$$

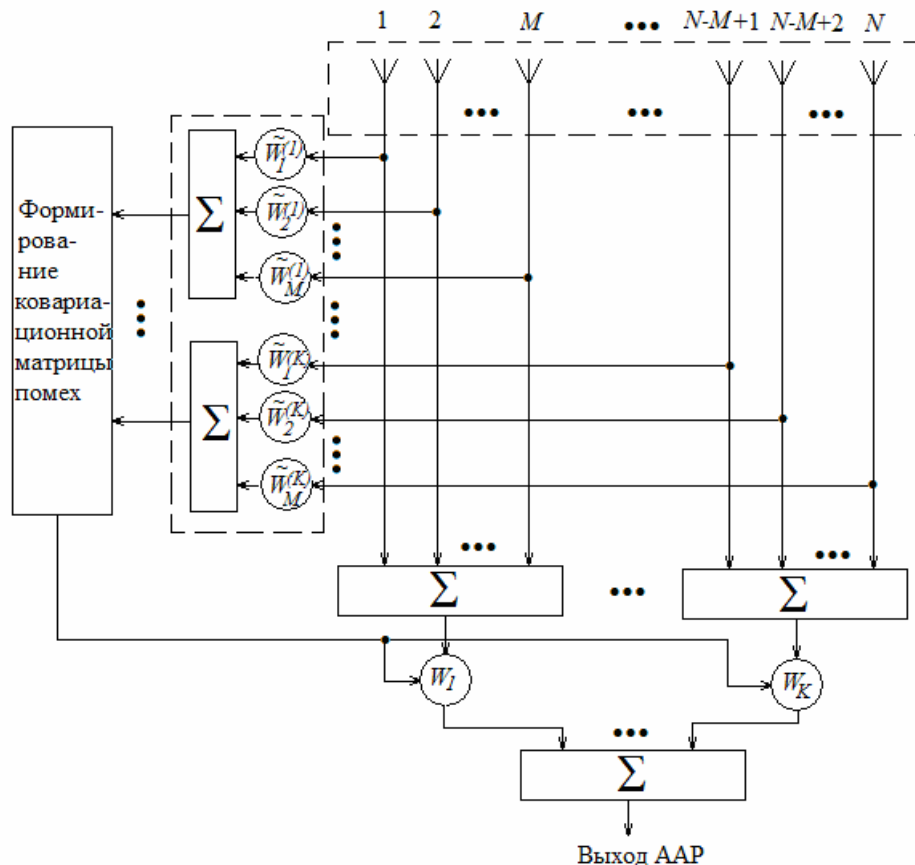


Рис. 1

Полный сигнал на выходе каждой подрешетки в каналах формирования матрицы весовых коэффициентов является в этом случае суммой помеховых сигналов

$$\tilde{V}_m^{(l)}(t) = \sum_{n=(m-1)M+1}^{mM} S_n^{(l)} \tilde{W}_n u_l(t), \quad l=1, \dots, L. \quad (4)$$

На основе данных сигналов формируется ковариационная матрица помех A , элементы которой определяются соотношениями [1, 2]:

$$A_{pq} = \sigma^2 + \sum_{l=1}^L \sum_{f=1}^L \overline{\tilde{V}_p^{(l)}(t) \tilde{V}_q^{(f)*}(t)}, \quad p, q=1, \dots, K, \quad (5)$$

где σ^2 - матрица тепловых шумов, $\overline{(\cdot)}$ - операция усреднения по времени.

Далее формируется вектор весовых коэффициентов [1, 2]

$$W_{opt} = A^{-1} S_0^*. \quad (6)$$

В соотношении (6) S_0 - управляющий вектор, определяющий фазирование подрешеток в направлении полезного сигнала.

Отличие предлагаемого метода от известных [1-3] состоит в предварительной обработке принимаемых сигналов, позволяющей исключить полезный сигнал на этапе формирования ковариационной матрицы помех. В случае выбора совокупности весовых коэффициентов в каналах предварительной обработки из условия $\tilde{W}_n^{(m)} = 1$ данный метод совпадает с известными [1-3].

Для сравнения предлагаемого алгоритма с рассматриваемым в [1-3] проводилось исследование зависимости ОСПШ Q в случае приема двух сигналов ($L=1$) плоской антенной решеткой при различных параметрах. Направление прихода полезного сигнала

считалось фиксированным ($\theta_0 = 0^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$), а направление прихода помехового сигнала варьировалось в интервале $5^\circ \leq \theta_1 \leq 45^\circ$, $\varphi_1 = 0^\circ$. Результаты исследований приведены на рис. 2. При этом на левом поле рисунка показаны зависимости, полученные при объединении излучателей 64-элементной (8×8) антенны с шагом координатной сетки 0.5λ в подрешетки из 4 (2×2) элементов, на правом - из 16 (4×4) элементов. Кривые 1 во всех случаях соответствуют использованию рассмотренного в [1-3] алгоритма обработки, когда полезный сигнал отсутствует при формировании элементов ковариационной матрицы, кривые 2 – при использовании того же алгоритма, но полезный сигнал присутствует. Кривые 3 и 4 соответствуют применению предлагаемого алгоритма в отсутствии корреляции и значении корреляции, равном 0.5.

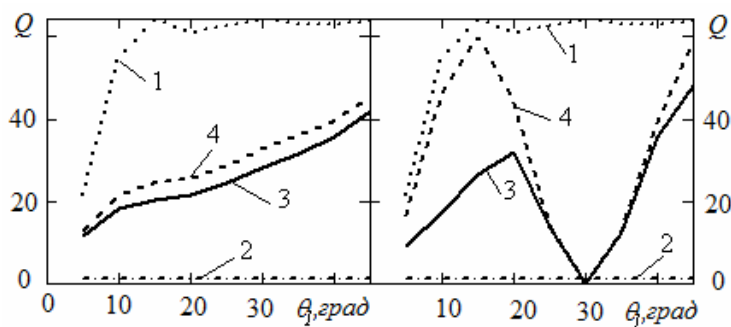


Рис. 2

Диаграмма направленности подрешетки из 4 элементов близка к изотропной, что приводит к монотонной зависимости ОСПШ, показанной на левом поле. В то же время ДН подрешетки 4×4 имеет «нуль» в направлении $\theta_1 = 30^\circ$. Это обуславливает появление ошибок при формировании ковариационной матрицы помех и, соответственно, вектора весовых коэффициентов при приходе помехового сигнала с данного направления. Следствием этого является резкое снижение ОСПШ для прихода помехового сигнала с данного направления.

Выводы. Предложенный метод пространственной селекции сигналов в адаптивных антенных решетках позволяет в отличие от известных обеспечивать при наличии корреляции полезного и помехового сигналов высокие значения ОСПШ в пространственном секторе. В качестве ограничения применения метода выступает выбор параметров подрешеток, при котором отсутствуют «нули» ДН формируемых подрешеток в секторе прихода помеховых сигналов.

Литература

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1989. – 448 с.
2. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
3. Журавлев А.К., Лукошин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1983. – 240 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ И РАССЕЯНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК.

Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Лабунько О.С., Герасимов Н.И.

Ростовский военный институт ракетных войск.

344029, Ростов-на-Дону, пр. Нагибина 24/50, E-mail: geruc19810422@mail.ru

In paper, in rigorous statement, the decision of a solution of minimization of power of scattering of electromagnetic waves is considered by the three-armed crosswise vibrator at preservation of power accepted by a crosswise vibrator.

Введение. Необходимость повышения качества функционирования радиоэлектронных систем различного назначения, использующих электромагнитные волны круговой поляризации, обуславливает требование минимизации рассеянной антенной мощности при сохранении уровня принимаемого сигнала. В [1] рассмотрен один из вариантов построения излучающей структуры, обеспечивающей возможность реализации данных требований. Рассматриваемая структура реализуется на основе крестообразного излучателя, дополненного ортогонально ориентированным (z -ориентированным) вибратором с управляемой нагрузкой.

Постановка и решение задачи. Рассмотрим антенную решетку, состоящую из двух подрешеток излучателей, образованных тремя взаимно ортогональными тонкими электрическими вибраторами с длиной плеча l . Антенна возбуждается плоской электромагнитной волной, приходящей с направления, определяемого углами θ_0 и φ_0 , как показано на рис. 1 [1]. К крестообразному излучателю, образованному x - и y -ориентированными плечами, подключена полезная нагрузка W_{np} известной величины, например, приемное устройство. Ко входу z -плеча подключена управляемая нагрузка W , выбор величины которой обеспечивает минимизацию рассеянной антенной мощности при сохранении уровня принимаемого крестообразным излучателем сигнала.

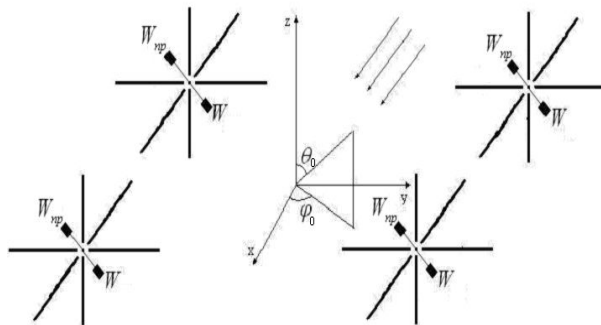


Рис. 1

При падении плоской электромагнитной волны в плечах трехплечевого вибратора наводятся электрические токи, в результате чего часть мощности выделяется в нагрузке, а оставшаяся определяет мощность рассеянного поля. Нахождение данных токов подробно описано в [1].

Охватим антенну сферой площадью поверхности S_R большого радиуса, как показано на рис. 2.

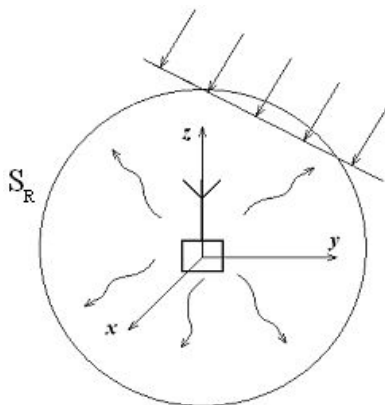


Рис. 2

В области, ограниченной S_R , задан электрический ток, нахождение которого подробно описано в [1]. На основании теоремы Умова-Пойнтинга [2] запишем выражение, определяющее баланс энергии электромагнитного поля в данной области:

$$-\frac{\partial}{\partial t} \int_V (\omega^3 + \omega^M) dV = \int_V \vec{J}^3 \vec{E} dV + \oint_{S_R} [\vec{E}, \vec{H}] \vec{n} dS_R, \quad (1)$$

где \vec{J}^3 – плотность тока в зазоре между плечами вибраторов, возбуждаемая падающей плоской электромагнитной волной; \vec{E} – напряженность электрического поля, возбуждаемого в зазорах вибраторов плоской электромагнитной волной.

При условии, что плотность энергии электромагнитного поля в области, ограниченной поверхностью S_R , не меняется, и потери в среде равны нулю, соотношение (1) принимает вид:

$$-P_{np} = \oint_S \Pi(\theta, \varphi) \cdot r ds, \quad (2)$$

в котором P_{np} - принимаемая излучателем мощность; $\Pi(\theta, \varphi)$ - плотность потока мощности на поверхности сферы S_R бесконечно большого радиуса.

Вектор Пойнтинга в точках, лежащих на поверхности сферы S , может быть представлен в виде [2]:

$$\Pi(\theta, \varphi) = (E^{in} \cdot E^{sc}) \times (H^{in} + H^{sc}). \quad (3)$$

С учетом несложных преобразований правую часть уравнения (3) запишем следующим образом:

$$\oint_{S_R} \Pi(\theta, \varphi) \cdot r ds = \frac{1}{W_0} \oint_{S_R} (E^{in} \cdot E^{sc}) \cdot r \cdot r ds + \frac{1}{W_0} \oint_{S_R} (E^{sc} \cdot E^{sc}) \cdot r \cdot r ds. \quad (4)$$

Напряженность электрического поля, рассеянного антенной представим следующим образом [1]:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{gm}^{\xi} = & \bar{\theta} E_0 W_0 |F(\theta, \varphi)\rangle^T L_{\theta}(\theta, \varphi) [Z^T]^{-1} L_{\xi}(\theta_0, \varphi_0) |F(\theta_0, \varphi_0)\rangle + \\ & + \bar{\varphi} E_0 W_0 |F(\theta, \varphi)\rangle^T L_{\varphi}(\theta, \varphi) [Z^T]^{-1} L_{\xi}(\theta_0, \varphi_0) |F(\theta_0, \varphi_0)\rangle \end{aligned} \quad (5)$$

В соотношении (5) $|F(\theta, \varphi)\rangle^T = [F_1(\theta, \varphi) \quad F_2(\theta, \varphi) \quad \dots \quad F_N(\theta, \varphi)]$, где каждый n -й блок имеет вид:

$$|F_n(\theta, \varphi)\rangle^T = \begin{bmatrix} U_{C_{m_x}^{n\chi}} & U_{S_{m_x}^{n\chi}} & U_{C_{m_y}^{n\chi}} & U_{S_{m_y}^{n\chi}} & U_{C_{m_z}^{n\chi}} & U_{S_{m_z}^{n\chi}} \end{bmatrix},$$

здесь каждый элемент вектора столбца соответствует косинусной и синусной гармонике при описании распределения тока, возбуждающего рассеянное трехплечевым электрическим вибратором поле, для x -, y - и z -плеч n -го излучателя. Каждый блок имеет размерность $M \times 1$, они представлены выражением:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{C_{m_x}^{n\theta}} \\ U_{S_{m_x}^{n\theta}} \end{bmatrix} = & (-1)^{m_x+1} 2 \cos \theta_0 \cos \varphi_0 E_0 \delta(y' - y'_n) \delta(z' - z'_n) \times \\ & \times 2i \sin(kx_n \cos \theta) \exp[ik(x_n \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + z_n \cos \theta_0)] \times \\ & \times \begin{bmatrix} \frac{\pi(m_x - 0.5)}{l} FC_x \\ \frac{\pi m_x}{l} FS_x \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$[Z^T]^{-1}$ - обратная матрица коэффициентов взаимной связи, число блоков которой равно $N \times N$ [1], матрицы $L_{\theta}(\theta, \varphi)$ и $L_{\varphi}(\theta, \varphi)$ являются ненулевыми диагональными блочными матрицами размерности $6MN \times 6MN$.

Выделяемая на выходе антенной решетки трехплечевых электрических вибраторов мощность определяется соотношением:

$$P_{выд} = \frac{|E_0|^2}{2} |F(\theta_0, \varphi_0)\rangle^T L_{\theta}(\theta_0, \varphi_0) [Z^{-1}]^T [W_{нагр}] [Z^{-1}] L_{\theta}(\theta_0, \varphi_0) |F(\theta_0, \varphi_0)\rangle, \quad (6)$$

где $W_{нагр}$ - блочная диагональная матрица вида:

$$W_{нагр} = \begin{bmatrix} [W_1] & [0] & \dots & [0] \\ [0] & [W_2] & \dots & [0] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ [0] & [0] & \dots & [W_N] \end{bmatrix}, \quad (7)$$

каждый блок $[W_n]$ ($n=1, \dots, N$) данной матрицы в свою очередь является квадратной диагональной матрицей размерности $6M \times 6M$, элементы которых – значения нагрузок, полезной и дополнительно включенной соответственно.

Для решения задачи минимизации рассеянного антенной поля при сохранении уровня принимаемого сигнала сформулируем критерий:

минимум мощности рассеянного поля при сохранении заданного уровня принимаемого сигнала.

В математической форме данный критерий может быть представлен в виде функционала:

$$\begin{aligned} \Omega(W) = & \frac{|E_0|^2 W_0}{2} \times \\ & \times \left\{ \oint_{S_R} \left| \langle F(\theta, \varphi) \rangle^T L_\theta(\theta, \varphi) [Z^{-1}]^T [W_{нагр}] L_\theta(\theta_0, \varphi_0) | F(\theta_0, \varphi_0) \rangle \right|^2 ds + \right. \\ & + \oint_{S_R} \left| \langle F(\theta, \varphi) \rangle^T L_\varphi(\theta, \varphi) [Z^{-1}]^T [W_{нагр}] L_\varphi(\theta_0, \varphi_0) | F(\theta_0, \varphi_0) \rangle \right|^2 ds + \\ & + \oint_{S_R} \left| \langle F(\theta, \varphi) \rangle^T L_\theta(\theta, \varphi) [Z^{-1}]^T [W_{нагр}] L_\varphi(\theta_0, \varphi_0) | F(\theta_0, \varphi_0) \rangle \right|^2 ds + \\ & + \oint_{S_R} \left| \langle F(\theta, \varphi) \rangle^T L_\varphi(\theta, \varphi) [Z^{-1}]^T [W_{нагр}] L_\theta(\theta_0, \varphi_0) | F(\theta_0, \varphi_0) \rangle \right|^2 ds + \\ & \left. + \lambda \left(g - \frac{|E_0|^2}{2} \left| \langle F^{xy}(\theta_0, \varphi_0) \rangle^T L_\theta^{xy}(\theta_0, \varphi_0) [Z_{xy}^{-1}]^T [W_{np}] [Z_{xy}^{-1}] L_\theta^{xy}(\theta_0, \varphi_0) | F^{xy}(\theta_0, \varphi_0) \rangle \right|^2 \right) \right\}, \quad (8) \end{aligned}$$

где λ - неопределенный множитель Лагранжа; g - мощность принимаемого сигнала.

Для решения задачи условной минимизации рассеянной антенной решеткой трехплечевых электрических вибраторов мощности найдем экстремум функционала (8). Необходимым и достаточным условием существования экстремума являются [3]:

$$\frac{\partial \Omega}{\partial W_1^z} = \frac{\partial \Omega}{\partial W_2^z} = \dots = \frac{\partial \Omega}{\partial W_n^z} = 0, \quad \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_1^z \partial W_1^z} & \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_1^z \partial W_2^z} & \dots & \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_1^z \partial W_N^z} \\ \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_2^z \partial W_1^z} & \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_2^z \partial W_2^z} & \dots & \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_2^z \partial W_N^z} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_N^z \partial W_1^z} & \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_N^z \partial W_2^z} & \dots & \frac{\partial^2 \Omega}{\partial W_N^z \partial W_N^z} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Таким образом, выражение (9) определяет решение задачи минимизации рассеянной антенной решеткой мощности при сохранении заданного уровня принимаемого сигнала.

В простейшем случае, при учете в каждом из вибраторов одной гармоники, решение задачи для одного излучателя может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} \Omega(W) = & \left| F(\theta_0, \varphi_0) \right\rangle^T L_\theta(\theta_0, \varphi_0) [Z^{-1}]^T [W_{нагр}] [Z^{-1}] L_\theta(\theta_0, \varphi_0) \left| F(\theta_0, \varphi_0) \right\rangle + \\ & + \lambda \left(g - \frac{|E_0|^2}{2} \left| F^{xy}(\theta_0, \varphi_0) \right\rangle^T L_\theta^{xy}(\theta_0, \varphi_0) [Z_{xy}^{-1}]^T [W_{np}] [Z_{xy}^{-1}] L_\theta^{xy}(\theta_0, \varphi_0) \left| F^{xy}(\theta_0, \varphi_0) \right\rangle \right) = \\ & = P_{xy} + P_{zxy} + P_z + \lambda(g - P_{np}). \end{aligned} \quad (10)$$

В выражении (10) P_{xy} определяет те члены полинома, которые описывают неуправляемую компоненту рассеянной крестообразным электрическим вибратором мощности. Данная компонента может быть представлена в виде (6). P_{zxy} является компонентой рассеянной мощности, которая возникает за счет эффекта переотражения. В ее состав входят элементы, содержащие управляемую нагрузку W_z . В состав P_z , которая описывает рассеянную z ориентированным вибратором мощность, входит квадрат W_z .

Далее согласно (9) проводим дифференцирование (10), результатом которого для случая использования одной гармоники представления токов в одном излучателе является полином вида:

$$\frac{K_1}{(Z_\theta + W_z)^3} + \frac{K_2}{(Z_\theta + W_z)^2} = 0, \quad (11)$$

где Z_θ - входное сопротивление линейного вибратора, $K_1 = \sin^2(\theta_0) \iint_{\varphi \theta} L_{zz} \sin(\theta) d\theta d\varphi$,

$$K_2 = \sin(\theta_0) \cos(\theta_0) \cos(\varphi_0) \iint_{\varphi \theta} L_{xz} \sin(\theta) d\theta d\varphi + \sin(\theta_0) \cos(\theta_0) \sin(\varphi_0) \iint_{\varphi \theta} L_{yz} \sin(\theta) d\theta d\varphi,$$

здесь

$$L_{xz} = F_{c_x} F_{c_z}, \quad L_{yz} = F_{c_y} F_{c_z}, \quad L_{zz} = F_{c_z} F_{c_z},$$

$$F_{c_x} = \frac{\cos(kl \sin \theta \cos \varphi)}{((\pi(m_x - 0.5)/l))^2 - (\sin \theta \cos \varphi)^2}, \quad F_{c_y} = \frac{\cos(kl \sin \theta \sin \varphi)}{((\pi(m_y - 0.5)/l))^2 - (\sin \theta \sin \varphi)^2},$$

$$F_{c_z} = \frac{\cos(kl \cos \theta)}{((\pi(m_z - 0.5)/l))^2 - \cos^2 \theta}.$$

Решая уравнение (11) относительно неизвестной нагрузки W_z , получаем:

$$W_z = -\frac{K_1}{K_2} - Z_\theta. \quad (12)$$

Достаточным условием минимума функционала (10) является положительная определенность квадратичной формы, описываемой выражением:

$$\frac{3K_1}{(Z_\theta + W_z)^4} + \frac{2K_2}{(Z_\theta + W_z)^3} > 0. \quad (13)$$

Выводы. В докладе предложен метод, позволяющий минимизировать рассеянную антенной мощность при сохранении уровня принимаемого сигнала. Приведены соотношения, определяющие величины нагрузок, обеспечивающих достижение данного эффекта.

Литература

1. Габриэлян Д.Д., Герасимов Н.И., Звездина Ю.А. Особенности рассеяния электромагнитных волн трехплечевым электрическим вибратором. Электромагнитные волны и электронные системы, 2007. №5 т.12. - с.5-7.

2. Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн - М.: Сов. радио, 1979. - 376 с.

3. Корн, Г. Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Г Корн, Т Корн. - М.: Наука. 1973. - 882с.

СТРОГИЙ МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ДИФРАКЦИИ НА ЦИЛИНДРАХ С ГЛАДКИМ КОНТУРОМ

Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Лабунько О.С., Сухопаров П.Е., Безуглов Е.Д.
Ростовский военный институт ракетных войск
344029, Ростов-на-Дону, ул. Михаила-Нагибина 24/50,
каф. Антенных устройств и теоретических основ радиоэлектронных систем,
E-mail: Pavel_S1980@mail.ru;

The rigorous decision of a problem boundary scattering longitudinal pointing dipole located close any smooth contour of cross-section is received.

Введение. Широкое внедрение радиоэлектронных устройств во все сферы человеческой деятельности, их постоянное усложнение приводит к интенсивному развитию теории и техники антенн. Одним из наиболее перспективных типов антенн являются антенны с излучающим раскрывом на цилиндре произвольного сечения, применение которых возможно при построении базовых станций сотовой связи на опорных конструкциях в виде башен, размещении излучающих раскрывов антенн на мобильных объектах и т.д.

Для обеспечения заданных характеристик излучения и согласования могут использоваться структуры, реализующие импедансные граничные условия, например, металлические цилиндры со слоем магнетодиэлектрика, высокоимпедансные структуры, гофрированные структуры и т.д. [1]. Еще одним из вариантов таких структур является звездный контур, обеспечивающий реализацию импедансных граничных условий на вспомогательной поверхности внешнего кругового цилиндра. Решение данного вопроса возможно путем использования численно-аналитических методов, позволяющих наряду с обеспечением приемлемых вычислительных затрат учитывать и физические свойства объектов исследования. Основой таких методов может служить учет 2π -периодичности спектрального представления возбуждаемых полей [2].

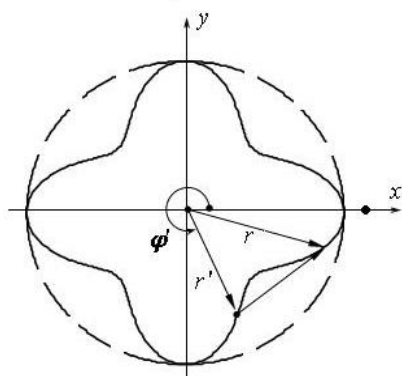


Рис. 1

Целью доклада является строгое решение задачи о нахождении поля продольного электрического диполя, расположенного вблизи идеально проводящего цилиндра с произвольным гладким контуром поперечного сечения.

Постановка задачи и формулировка интегрального уравнения. Рассмотрим бесконечный вдоль образующей идеально проводящий цилиндр, с поперечным сечением в виде звезды, который возбуждается электрическим диполем с электрическим моментом zI_0l . Контур поперечного сечения описывается соотношением

$$R(\varphi) = R_0 + \Delta R \cos(N\varphi), \quad (1)$$

где $R_0, \Delta R, N$ - геометрические параметры контура. Геометрия задачи приведена на рисунке 1. Внешняя окружность определяет контур эквивалентного кругового цилиндра.

Сторонний ток возбуждает электромагнитное поле, удовлетворяющее уравнениям Максвелла. Пространство вне цилиндра является линейным, однородным и изотропным.

С использованием спектрального представления выражение для z -компоненты полного поля имеет вид [3]:

$$E_z = -\frac{iW_0}{k} \int_{-\infty}^{\infty} \beta^2 \exp(-ih|z - z_0|) \left\{ I_0 H_0^{(2)}(\beta r) + \int_L j_z^{sc}(\beta x', \beta y') H_0^{(2)}(\beta r') dx' dy' \right\} dh, \quad (2)$$

где $j_z^{sc}(\cdot)$ - плотность поверхностного тока, возбуждаемого на цилиндре; $H_0^{(2)}(\cdot)$ - функция Ганкеля 2-го рода нулевого порядка; $\beta^2 = h^2 - k^2$; k - волновое число свободного пространства.

Тождественное выполнение граничных условий на идеально проводящей поверхности возможно только в случае выполнения равенства:

$$I_0 H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi)) + \int_L j_z^{sc}(\beta\varphi') H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi')) \sqrt{\left(\frac{d\rho(\varphi')}{d\varphi'}\right)^2 + (\rho(\varphi'))^2} d\varphi' = 0. \quad (3)$$

В соответствии с тем, что геометрические параметры конструкции являются в поперечной плоскости 2π -периодическими функциями, плотность поверхностного электрического тока также является 2π -периодической функцией. Кроме того, поперечная составляющая функции Грина, падающее поле также являются 2π -периодическими функциями. Данное обстоятельство позволяет для решения интегрального уравнения (3) представить все сомножители, входящие в указанное соотношение, с помощью тригонометрического ряда Фурье.

Представление функции рядом Фурье возможно только в случае существования интеграла для абсолютного значения функции [4]. В соответствии с этим рассмотрим интегралы

$$\int_0^{2\pi} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi))| d\varphi, \quad (4)$$

$$\int_0^{2\pi} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi'. \quad (5)$$

Для первого из рассматриваемых интегралов с учетом, что $H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi)) = J_0(\beta\rho(\varphi)) - iY_0(\beta\rho(\varphi))$, выражение (4) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi))| d\varphi &= \int_0^{2\pi} \sqrt{(J_0(\beta\rho(\varphi)))^2 + (Y_0(\beta\rho(\varphi)))^2} d\varphi \leq \int_0^{2\pi} \sqrt{(M_1)^2 + (M_2)^2} d\varphi = \\ &= 2\pi\sqrt{(M_1)^2 + (M_2)^2}, \end{aligned} \quad (6)$$

где M_1, M_2 являются максимальными значениями функций Бесселя и Неймана соответственно при изменении φ на интервале $[0; 2\pi]$.

Интеграл (5) является несобственным и может быть представлен следующим образом

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi' &= \int_0^{\varphi-\varepsilon} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi' + \\ &+ \int_{\varphi-\varepsilon}^{\varphi+\varepsilon} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi' + \int_{\varphi+\varepsilon}^{2\pi} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi', \end{aligned} \quad (7)$$

где ε определяет окрестность точки φ , в которой функция $H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))$ терпит разрыв 2-го рода.

Первый и третий интегралы, входящие в соотношение (7), вычисляются аналогично интегралу, представленному выражением (6), и имеют конечное значение. Для второго интеграла выполняется равенство

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{\varphi-\varepsilon}^{\varphi+\varepsilon} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi' = 0, \quad (8)$$

Таким образом, для интеграла (7) справедлива оценка

$$\int_0^{2\pi} |H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')| d\varphi' \leq \int_0^{\varphi-\varepsilon} M_1' d\varphi' + \int_{\varphi+\varepsilon}^{2\pi} M_2' d\varphi', \quad (9)$$

где M_1', M_2' является максимальными значениями функции Ганкеля в области непрерывности.

Абсолютная интегрируемость $j_z^{\text{эл.эм}}(\beta x'(\varphi'), \beta y'(\varphi'))$ вытекает из физического смысла решаемой задачи, так как мощность рассеиваемого электромагнитного поля является ограниченной. Следовательно, ряд Фурье, порожденный данной функцией, также будет равномерно сходиться к $j_z^{\text{эл.эм}}(\beta x'(\varphi'), \beta y'(\varphi'))$.

На интервале разложения $[0; 2\pi]$ ряды Фурье, порожденные функциями $H_0^{(2)}(\beta r)$, $H_0^{(2)}(\beta r')\rho(\varphi')$, для которых существуют интегралы вида (4), (5) являются бесконечными тригонометрическими рядами [4]. Кроме того, при выполнении условий (4), (5) соответствующие ряды Фурье равномерно сходятся к функциям $H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi))$, $H_0^{(2)}(\beta\rho(\varphi, \varphi'))\rho(\varphi')$.

Равномерная сходимость всех тригонометрических рядов Фурье дает возможность говорить о возможности строгого решения интегрального уравнения вида (3) относительно неизвестной плотности распределения поверхностного электрического тока.

Разложение всех функций из (3) в ряды Фурье

$$j_z^{\text{sc}} = \sum_{l=0}^{\infty} [A_l \cos(l\varphi') + B_l \sin(l\varphi')], \quad (10)$$

$$H_0^{(2)}(\beta r') \sqrt{\left(\frac{d\rho(\varphi')}{d\varphi'}\right)^2 + (\rho(\varphi'))^2} = \sum_{k=1}^{\infty} (C_k \cos(k\varphi) + D_k \sin(k\varphi)), \quad (11)$$

$$I_0 l \sum_{q=0}^{\infty} [S_q \cos(q\varphi) + R_q \sin(q\varphi)] = - \int_0^{2\pi} \left(\sum_{l=0}^{\infty} (A_l \cos(l\varphi') + B_l \sin(l\varphi')) \times \right. \\ \left. \times \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \cos(k\varphi) \left[\sum_{m=0}^{\infty} N_m^k \cos(m\varphi') + M_m^k \sin(m\varphi') \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin k\varphi \left[\sum_{m=0}^{\infty} P_m^k \cos(m\varphi') + Q_m^k \sin(m\varphi') \right] \right\} \right) d\varphi' \quad (12)$$

позволяет свести решение интегрального уравнения (2) к системе линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} I_0 l S_t = - \sum_{m=0}^{\infty} (\pi A_m N_m^t + \pi B_m M_m^t) \\ I_0 l R_t = - \sum_{m=0}^{\infty} (\pi A_m P_m^t + \pi B_m Q_m^t) \end{cases}, \quad (13)$$

где $t = 0 \dots \infty$; A_m, B_m - неизвестные коэффициенты разложения поверхностного тока по функциям $\sin(k\varphi), \cos(k\varphi)$; $N_m^t, M_m^t, P_m^t, Q_m^t$ - коэффициенты разложения функции Ганкеля в двукратные ряды Фурье по базису $\cos(m\varphi)\cos(t\varphi')$, $\cos(m\varphi)\sin(t\varphi')$, $\sin(m\varphi)\cos(t\varphi')$ и $\sin(m\varphi)\sin(t\varphi')$ соответственно.

Решение системы линейных уравнений (13) позволяет получить коэффициенты для нахождения поверхностного тока A_m, B_m и найти распределение тока на поверхности цилиндра. Полученное распределение дает возможность определить диаграмму направленности продольного вибратора в присутствии цилиндра с произвольным гладким контуром поперечного сечения.

Необходимо отметить, что полученное решение уравнения (3), к которому сводится решение краевой задачи дифракции, является строгим.

Результаты исследований влияния параметров звездного контура на ДН приведены на рис. 2.

Во всех случаях рассматривалось положение вибратора, показанное на рис. 1 при удалении вибратора на расстояние 0.25λ от поверхности эквивалентного кругового цилиндра.

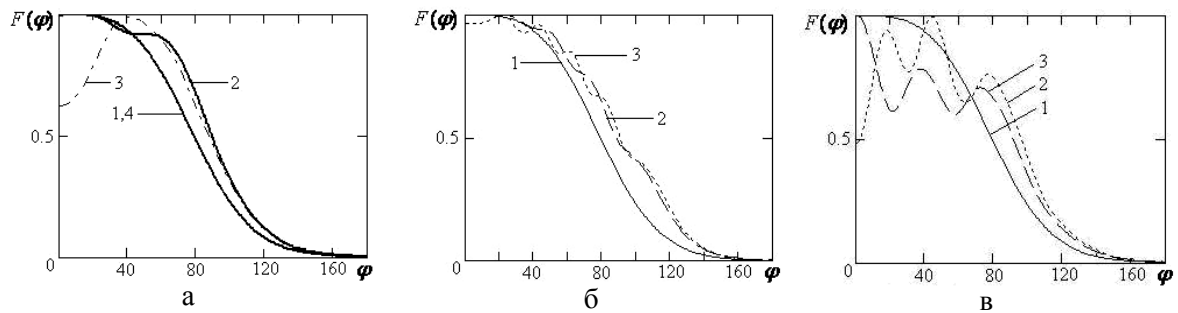


Рис. 2

При этом на рисунке 2а показаны ДН продольного вибратора в присутствии звездного контура для случая $R_0 = 2\lambda$, $\Delta R = 0.1\lambda$ при различных значениях параметра N . Из приведенных результатов следует, что при $N = 0$ ДН излучателя полностью совпадает с диаграммой направленности продольного вибратора, расположенного вблизи эквивалентного кругового цилиндра радиуса $R_0 + \Delta R$ (кривая 1). При увеличении значения N диаграмма направленности приобретает вид, характерный для продольного вибратора, расположенного вблизи эквивалентного кругового цилиндра с импедансными граничными условиями (кривые 2, 3) [5]. Однако дальнейшее увеличение значения N , соответствующее уменьшению периода следования «канавок», приводит вновь к обращению в нуль значения поверхностного импеданса. Данный эффект, как показано в [1], имеет место и в случае гребенчатой структуры.

На рис. 2б, 2в представлены результаты исследований влияния параметра ΔR на ДН вибратора при $N = 4$ (рисунок.2б) и $N = 8$ (рис. 2в) соответственно. Приведенные кривые показывают, что при $\Delta R = 0$ в обоих случаях ДН (кривые 1) совпадает с диаграммой вибратора идеально проводящего кругового цилиндра, возбуждаемого продольным электрическим диполем. Увеличение значения ΔR , т.е. глубины «канавки», приводит к увеличению поверхностного импеданса эквивалентного кругового цилиндра и соответствующему изменению ДН. Однако при $N = 64$ значения поверхностного импеданса практически равны нулю независимо от величины ΔR .

Заключение. Таким образом, в докладе получено строгое решение задачи дифракции на цилиндре с произвольным гладким контуром поперечного сечения и изучены закономерности влияния параметров звездного контура на диаграмму диполя.

Литература

1. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. - М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
2. *Звездина М.Ю.* Метод рассеяния характеристик волн цилиндрическими телами произвольного сечения. - Электромагнитные волны и электронные системы, 2005, т.10, №5, с.17-20.
3. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. - М.: Радио и связь, 1983. - 296 с.
4. *Корн Г, Корн Т.* Справочник по математике /Под ред. И.Г. Арамановича - М.: Наука, 1974. – 832 с.
5. *Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Костенко П.И.* Возбуждение кругового цилиндра с анизотропным импедансом продольным электрическим диполем. - Радиотехника и электроника, 2001, т.46, №8, с. 875-879.

АНАЛИЗ ОТКРЫТЫХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР В ПЕРСПЕКТИВНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ

Звездина М.Ю., Забелкин С.Н., Медная М.М.
Ростовский военный институт ракетных войск
344038 г.Ростов-на-Дону, ул. Нагибина, 24/50,
E-mail: zvezdina_m@mail.ru

In the paper basing on the impedance presentation of surface properties the solution of the dispersion equation describing the surface waves excitation properties was obtained. The solution has a closed form for a subcases of the cylinders of small and big radii. For the resonant size cylinders the ratios that can be used as initial approximation when solving the equation by repetitive methods are given.

Введение. Наблюдаемая в настоящее время во всем мире, включая и Россию, тенденция формирования универсальной информационно-телекоммуникационной структуры – инфокоммуникационных комплексов – делает актуальной совершенствование существующих и разработку антенн новых типов [1]. Это обусловлено тем, что эффективность работы комплекса в целом во многом определяют входящие в их состав антенные системы. Одним из перспективных вариантов построения антенны нового типа является объединение в единый излучающий раскрыв излучателей и цилиндрической несущей конструкции, на которой создается открытая волноведущая структура. Данная структура, в которой возможно возбуждение поверхностных и вытекающих волн, позволяет перераспределять излучаемое антенной в пространство электромагнитное поле.

Проектирование антенн данного типа до настоящего времени сдерживалось необходимостью выполнения полноволнового анализа открытой волноведущей структуры, который является одним из наиболее сложных и трудоемких вопросов. Использование понятия поверхностного импеданса для моделирования свойств открытой волноведущей структуры дает возможность расширить круг исследуемых вариантов выполнения покрытий и видов поверхностей при снижении вычислительных затрат. Однако известные работы, в частности, [2], посвященные данному вопросу, рассматривают случаи цилиндрического тела с круговым поперечным сечением только малого (провод) и большого (приближение импедансной плоскости) электрических размеров. В то же время в практических приложениях все чаще используются цилиндры резонансных размеров ($a \approx \lambda$, где a - радиус цилиндра, λ - рабочая длина волны). В связи с этим решение дисперсионного уравнения для импедансного кругового цилиндра резонансных размеров является актуальной задачей.

Решение задачи. Пусть имеется бесконечный вдоль образующей круговой цилиндр радиуса a , поверхность которого определяется тензором поверхностного импеданса $\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & 0 \\ 0 & Z_{22} \end{pmatrix}$, где $Z_{i,j}$ ($i, j = 1, 2$) элементы тензора, описывающие волновые сопротивления соответствующего класса направляемых волн. Произвольно ориентированный элементарный источник расположен вблизи импедансного цилиндра. Необходимо определить условия возбуждения поверхностных волн на данном цилиндрическом теле.

Соотношения для нахождения поля, возбуждаемого описанным выше источником, а также условия возбуждения поверхностных волн на металлическом круговом цилиндре с покрытием приведены в [3]. Сомножитель $\exp(i\omega t)$, описывающий временную зависимость всех компонент электромагнитного поля, опущен. В случае применения для описания свойств поверхности понятия тензора поверхностного импеданса условия возбуждения m -й гармоники поверхностных волн определяются из решения дисперсионного уравнения вида

$$\tilde{f}_m^2(\tilde{\beta}) - i \tilde{f}_m(\tilde{\beta}) \frac{\beta}{k_0} \left(\frac{\tilde{Z}_E(m, h) \tilde{Z}_H(m, h) + 1}{\tilde{Z}_E} \right) - \left(\frac{mh}{\beta} \right)^2 \frac{1}{k^2} - \frac{\tilde{Z}_H(m, h)}{\tilde{Z}_E(m, h)} \left(\frac{\beta}{k_0} \right)^2 = 0. \quad (1)$$

В данном уравнении i - мнимая единица; $\tilde{\beta} = \beta a$; $\tilde{k} = k_0 a$; $\beta = -i\beta_0$, h - соответственно поперечное и продольное волновые числа, связанные в предположении о малых потерях с волновым числом свободного пространства k_0 уравнением коэффициентов $k_0^2 = \beta^2 + h^2$; β_0 - поперечное волновое число в свободном пространстве. При данной записи учтено, что полюсы располагаются на левом берегу разреза от точки ветвления k_0 , выполненного в нижнюю полуплоскость комплексной переменной h , как было показано, в частности, в [2, 3]. Логарифмическая производная функции Ганкеля 2-го рода m -го порядка обозначена как $\tilde{f}_m(\cdot) = H_m^{(2)'}(\cdot)/H_m^{(2)}(\cdot)$; $\tilde{Z}_E(m, h) = Z_{11}W_0^{-1}$, $\tilde{Z}_H(m, h) = Z_{22}W_0^{-1}$, $W_0 = 120\pi$ Ом.

Аналитическое решение дисперсионного уравнения (1) может быть получено только для цилиндров малого и большого радиусов, для которых известны асимптотические представления цилиндрических функций. Так, для цилиндров малого радиуса решение асимптотического представления дисперсионного уравнения (1) имеет вид:

$$\frac{\beta}{k_0} = \left(\frac{\tilde{Z}_E(m, h)}{\tilde{Z}_E \tilde{Z}_H(m, h) + 1} \right) \frac{1}{\tilde{\beta} \ln(2/\gamma\tilde{\beta})}, \quad (m=0) \quad (2)$$

$$\frac{\beta}{k_0} = 0, \quad \frac{\beta}{k_0} = \frac{2}{\gamma\tilde{k}} \exp \left[-\frac{1}{2\tilde{k}^2} - \frac{i}{2} \frac{\tilde{Z}_E(m, h)\tilde{Z}_H(m, h) + 1}{\tilde{Z}_E} \right], \quad (m=1) \quad (3)$$

где $\gamma \approx 1,781$. Для цилиндров большого радиуса решение определяется соотношениями

$$\frac{\beta}{k_0} = -\tilde{Z}_E(h, m) \text{ и } \frac{\beta}{k_0} = -\tilde{Z}_H^{-1}(h, m). \quad (m=0) \quad (4)$$

Анализ полученных решений показывает, что данные выражения могут быть легко сведены к известным случаям тонкого провода конечной проводимости, а также импеданной плоскости [2], что доказывает их корректность. Физическая трактовка полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что гибридная волна низшей моды на тонком импедансном цилиндре будет возбуждаться всегда, поскольку ее критическая частота равна нулю, а коэффициент распространения h ненамного превышает волновое число свободного пространства. Возбуждение симметричной поверхностной волны зависит от импедансных свойств поверхности цилиндра. На плоскости возбуждаются только волны Зоммерфельда, что подтверждается стремлением к нулю третьего слагаемого в уравнении (1).

При резонансных размерах цилиндра решение дисперсионного уравнения (1) может осуществляться численно с использованием итерационного метода [2]. При этом точность получаемого решения определяется начальным приближением. Для нахождения начального приближения решения представим спектральные элементы тензора поверхностного импеданса в виде двух составляющих, позволяющих выделить вклад кривизны поверхности и неоднородность покрытия, внешний радиус которого совпадает радиусом импедансного кругового цилиндра, а свойства описываются тензором поверхностного импеданса. Данную связь удобнее описывать для адмиттанса m -й гармоники \tilde{Z}_H :

$$\tilde{Z}_H(m, h) = \tilde{Z}_H^{cyl}(m, h) + \tilde{Z}_H^{cv}(m, h), \quad (5)$$

где

$$\tilde{Z}_H^{cyl}(m, h) = -\frac{k_0}{\beta_0} \tilde{f}_m(\beta_0 a), \quad (6) \quad \tilde{Z}_H^{cv}(m, h) = -i \frac{h}{\beta_0^2} \frac{W_0 m}{a} \frac{c_{zm}}{d_{zm}}. \quad (7)$$

Здесь c_{zm} , d_{zm} - коэффициенты спектрального разложения в представлении напряженности электрического и магнитного полей на внешней стороне покрытия, вид которых описан в [4].

На рис. 1, 2 для низших гармоник ($m=0$ и $m=1$) приведены зависимости реактивной (левое поле) и активной (правое поле) составляющих величины спектрального поверхностного адмиттанса \tilde{Z}_H покрытий, образованных из различного числа слоев (одного, двух и четырех). При проведении исследований полагалось, что величина продольного волнового числа h составляла $0.9k_0$, источник (продольно ориентированный элементарный магнитный диполь) располагался на удалении 0.4λ от поверхности покрытия. Покрытия образованы из слоев равной толщины $0.1\lambda_i$ (где λ_i - длина волны в i -м слое покрытия), а параметры слоев равны: $\varepsilon_1=5$, $\varepsilon_2=3$, $\mu_1=1.1$, $\mu_2=1$ (рис. 1) и $\varepsilon_1=8$, $\varepsilon_2=8$, $\varepsilon_3=2$, $\varepsilon_4=2.56$, $\mu_1=\mu_2=\mu_3=1.1$, $\mu_4=1$ (рис. 2). Кривые 1-4 иллюстрируют зависимости, найденные по формулам (5), (6), (7) и (4).

Анализ зависимостей, приведенных на данных рисунках, показывает, что величина поверхностного адмиттанса, найденная в приближении плоскости, является асимптотическим значением и может использоваться при моделировании свойств однослойного покрытия на цилиндрах радиуса более 1λ в качестве начального приближения решения. Для более точного учета свойств поверхности покрытия следует использовать в случае однослойного покрытия выражение (6), определяющее огибающую для реактивной и активной составляющих спектральной составляющей элементов тензора поверхностного импеданса. При выполнении покрытия из большого числа слоев необходимо применять

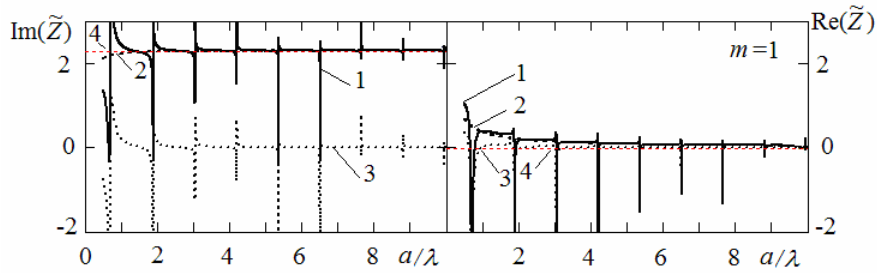


Рис. 1

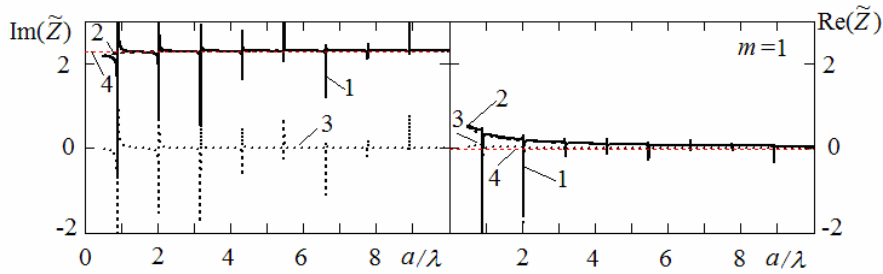


Рис. 2

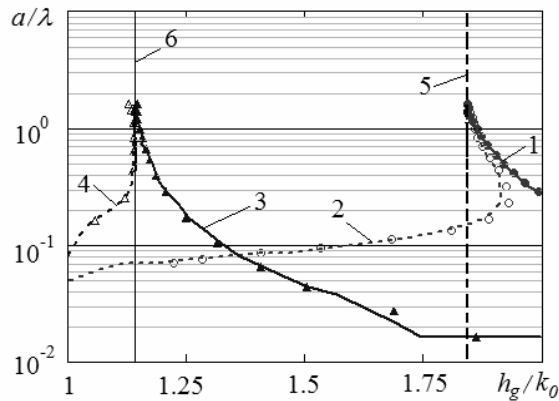


Рис. 3

соотношение (5), учитывающее как кривизну поверхности, так и периодический характер поля, обусловленный изменениями в его структуре внутри покрытия. Вариации выбора используемых соотношений определяется тем, что при моделировании многослойного покрытия величиной поверхностного импеданса необходимо учитывать изменение структуры поля внутри покрытия.

Одним из вопросов, наиболее часто возникающих при практических исследованиях, является вопрос о числе поверхностных волн, которые могут возбуждаться на поверхности импедансного цилиндра и должны быть учтены при моделировании. Для частных случаев малого и большого радиусов ответ на данный вопрос известен и приведен в ряде работ, например, в [2]. Для цилиндров резонансных размеров вопрос остается открытым. На рис.3 приведены зависимости от радиуса цилиндра положения точек полюсов, полученные на основе использования приведенных выше соотношений и соответствующие решению дисперсионного уравнения (1) при возбуждении поперечно-магнитной поверхностной волны на гармониках $m = 0$ и $m = 1$. Кривые 1, 2 иллюстрируют зависимости для цилиндра с поверхностным импедансом $\tilde{Z} = 1.5i$, а кривые 3, 4 - с поверхностным импедансом $\tilde{Z} = 0.5i$. При этом кривые 1, 3 соответствуют симметричной волне ($m = 0$), а кривые 2, 4 - гибридной волне ($m = 1$). Величина поверхностного импеданса считалась постоянной и выбиралась в соответствии с данными работы [5]. Штриховыми линиями 5 и 6 показаны результаты, найденные с использованием соотношений (4), т.е. в приближении плоскости.

Анализ результатов, приведенных на данном рисунке, показывает, что для импедансного цилиндра радиусом более 0.8λ ($\tilde{k} > 5$) дисперсионные кривые для симметричной и несимметричной мод практически совпадают для обеих величин поверхностного импеданса. Это означает, что для импедансных цилиндров большого радиуса, как и для плоскости, симметричная и основная гибридная волны совпадают. Аналогичные зависимости имеют место и для других значений \tilde{Z} , а также совпадают с результатами, полученными в [3] для случая строгого описания электрических свойств многослойного магнитодиэлектрического покрытия.

Выводы. Приводимые в докладе соотношения дают возможность осуществлять полноволновой анализ поля открытых волноведущих структур, построенных на основе цилиндрических конструкций с круговым поперечным сечением резонансных размеров. Результаты выполненных с их использованием численных исследований позволили сформулировать рекомендации по выбору начального приближения решения дисперсионного уравнения итерационным методом, а также выявить закономерности, связанные с числом возбуждаемых поверхностных волн на импедансном круговом цилиндре резонансных размеров.

Литература

1. «Концепция развития телерадиовещания в Российской Федерации на 2008-2015 гг.». Распоряжение Правительства Российской Федерации №1700-р от 29.11.2007.
2. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. – М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
3. *Звезда М.Ю.* Условия возбуждения поверхностных волн в слое магнитодиэлектрика на круговом металлическом цилиндре. – Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, т.11, №4, с.15-19.
4. *Звезда М.Ю., Звезда Ю.А., Костенко П.И.* Алгоритм нахождения спектральных коэффициентов дифракции на внешней поверхности многослойного магнитодиэлектрического покрытия на круговом цилиндре. - Излучение и рассеяние электромагнитных волн: сб. докл. Междунар. НТК, Таганрог, 25-30 июня 2007г. с.366-370.
5. *Richard, L., Nosich, A.I., Daniel, J.-P.* Revisiting the waves on a coated cylinder by using surface-impedance model. - IEEE Trans. Antennas and Propag., 1999, v.47, № 8, с.1374-1375.

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ОТКРЫТОЙ ВОЛНОВЕДУЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ФОРМИРУЕМЫЙ «НУЛЬ» ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Звездина М.Ю., Лабунько О.С.

Ростовский военный институт ракетных войск
344038 г. Ростов-на-Дону, ул. Нагибина, 24/50,

E-mail: zvezdina_m@mail.ru

ФГУП «Радиочастотный центр Южного федерального округа»

344000 г. Ростов-на-Дону, пр. Буденовский, 50,

E-mail: kan@rost.ru

In the paper the results of numerical research of surface wave field on utmost depth of directive pattern zero of antenna situated in the vicinity of circular impedance cylinder are given.

Введение. Широкое применение радиоэлектронных средств во всех областях человеческой деятельности, приводящее к ухудшению электромагнитной экологии, делает актуальной задачу разработки антенных средств, позволяющих регулировать уровень электромагнитного излучения в пространственном секторе [1]. Управление уровнем излучаемого антенной поля обычно осуществляется путем формирования диаграммы направленности специальной формы, имеющей «нули» в требуемых направлениях. Однако более эффективное управление уровнем излучаемого антенной и рассеиваемого несущей конструкцией электромагнитного поля достигается при построении многофункциональной антенны, включающей в излучающий раскрыв открытую волноведущую структуру, образующуюся на основе металлической несущей конструкции и многослойного магнитодиэлектрического покрытия. Для такой конструкции одним из требующих проведения исследований вопросов является влияние собственных волн открытой волноведущей структуры на глубину формируемого методами синтеза «нуля» диаграммы направленности.

Решение задачи. Исследование влияние собственных волн открытой волноведущей структуры на глубину формируемого методами синтеза «нуля» диаграммы направленности будем проводить на модели бесконечного вдоль образующей кругового импедансного цилиндра радиуса a , поскольку большинство несущих конструкций имеет круглое поперечное сечение. Вблизи данного тела расположена N – элементная антенная решетка излучателей, ориентированных вдоль образующей цилиндрического тела. Излучатели удалены на расстояние h от поверхности импедансного кругового цилиндра. Необходимо определить амплитудно-фазовое распределение излучателей решетки, обеспечивающее формирование «нуля» диаграммы направленности в направлении θ_p, φ_p .

Для решения задачи используем стандартный подход, описанный, например, в [2], когда для получения «нуля» в требуемом направлении формируется требуемое амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенной решетки. Амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенной решетки, получаемое с учетом и без учета поля поверхностных волн, найдем с использованием результатов, приведенных в работах [3, 4].

Оценим вклад поля возбуждаемых на импедансной поверхности кругового цилиндра радиуса $a = \lambda$ (λ – рабочая длина волны в свободном пространстве) поверхностных волн в амплитудно-фазовое распределение, обеспечивающее формирование «нуля» диаграммы направленности 16-тиэлементной антенной решетки. При этом рассмотрим два варианта расположения излучателей в составе раскрыва относительно образующей цилиндра: дуговую и линейную. Для выбранного значения радиуса цилиндра и величин поверхностных импедансов $\tilde{Z} = 0.5i$, $\tilde{Z} = 1i$ и $\tilde{Z} = 1.5i$ полюса поверхностных волн в соответствии с результатами, приведенными в работе [5], располагаются в точках $\{1.1533458; 1.1808409\}$, $\{1.14142136; 1.14142136\}$ и $\{1.8027756; 1.8027756\}$ соответственно. В табл. 1, 2 приведены значения глубины «нуля» диаграммы направленности, формируемого в направлениях $85 \geq \theta_p \geq 45$ градусов в угломестной плоскости и $85 \geq \varphi_p \geq 5$ градусов в азимутальной

плоскости при использовании обоих вариантов выполнения антенной решетки полуволновых электрических вибраторов для двух значений удаления от поверхности импедансного цилиндра: стандартного, равного $h = 0.25\lambda$, и $h = 0.125\lambda$, позволяющего рассмотреть возможность создания низкопрофильных антенн. Фазирование исходной диаграммы направленности при моделировании осуществлялось с использованием метода эквивалентного плоского раскрыва. Величины углового интервала выбраны так, чтобы они выходили за пределы половины ширины главного лепестка диаграммы направленности по половинной мощности в соответствующем главном сечении.

Таблица 1

Глубина формируемого «нуля» диаграммы направленности дуговой антенной решетки без учета поля поверхностных волн

φ_p	$h = 0.125\lambda$			$h = 0.25\lambda$		
	$\tilde{Z} = 0.5i$	$\tilde{Z} = 1i$	$\tilde{Z} = 1.5i$	$\tilde{Z} = 0.5i$	$\tilde{Z} = 1i$	$\tilde{Z} = 1.5i$
5	-24.58	-9.86	-22.22	-22.0	-19.44	-16.18
10	-32.48	-16.58	-29.75	-39.19	-27.89	-24.42
15	-38.83	-21.95	-35.50	-36.96	-33.99	-30.20
20	-43.50	-23.39	-39.89	-46.90	-38.53	-34.07
25	-45.25	-20.99	-42.12	-41.17	-39.55	-36.78
30	-43.15	-18.68	-42.03	-42.24	-40.45	-39.27
35	-42.25	-17.75	-42.79	-45.2	-42.57	-44.53
40	-42.92	-18.9	-42.59	-50.26	-44.64	-52.4
45	-43.22	-21.2	-41.78	-47.15	-42.96	-44.86
50	-43.05	-23.52	-40.93	-45.12	-42.42	-42.15
55	-43.15	-26.23	-40.79	-44.37	-44.19	-42.61
60	-44.66	-30.42	-42.34	-46.17	-48.04	-42.86
65	-47.23	-40.39	-45.35	-47.04	-49.99	-43.07
70	-49.64	-37.30	-48.76	-45.65	-46.06	-42.77
75	-49.20	-29.64	-51.15	-44.88	-44.17	-43.26
80	-46.45	-25.52	-47.26	-44.77	-42.11	-45.30
85	-43.65	-22.62	-43.51	-46.27	-42.33	-47.06
90	-41.69	-20.59	-42.03	-46.79	-42.40	-46.00

Таблица 2

Глубина формируемого «нуля» диаграммы направленности линейной антенной решетки без учета поля поверхностных волн

θ_p	$h = 0.125\lambda$			$h = 0.25\lambda$		
	$\tilde{Z} = 0.5i$	$\tilde{Z} = 1i$	$\tilde{Z} = 1.5i$	$\tilde{Z} = 0.5i$	$\tilde{Z} = 1i$	$\tilde{Z} = 1.5i$
85	-41.02	-8.16	-41.26	-41.98	-24.10	-42.45
80	-42.64	-12.05	-43.22	-46.02	-28.29	-46.41
75	-52.19	-22.84	-49.03	-54.34	-39.27	-55.19
70	-54.95	-24.25	-56.16	-59.99	-40.67	-62.69
65	-49.79	-20.18	-47.16	-56.23	-36.98	-54.19
60	-58.33	-30.39	-65.80	-68.94	-46.07	-62.74
55	-56.98	-25.0	-53.27	-55.12	-42.19	-75.28
50	-48.29	-25.47	-54.88	-52.52	-42.41	-65.22
45	-55.97	-27.00	-57.81	-53.68	-43.77	-62.11

Анализ данных из табл.1, 2 показывает, что глубина формируемого без учета поверхностных волн «нуля» зависит от величины поверхностного импеданса, удаления излучателей антенной решетки от поверхности импедансного кругового цилиндра, а также от ориентации решетки относительно продольной оси цилиндра. Наиболее сильное влияние поверхностные волны оказывают при поверхностном импедансе $\tilde{Z} = 1i$ на дуговую решетку. Для данной геометрии глубина формируемого «нуля» ДН менее -40 дБ наблюдается во всем исследуемом секторе углов при высоте подвеса излучателей $h = 0.125\lambda$, а при высоте подвеса $h = 0.25\lambda$ - только в секторе ± 25 градусов в азимутальной плоскости. Для линейной решетки размер пространственного сектора, в котором значение формируемого «нуля» ДН менее -40 дБ составляет ± 15 градусов в угломестной плоскости.

Поскольку величина глубины формируемого «нуля» диаграммы направленности зависит от точности задания требуемого амплитудно-фазового распределения, то для пояснения физических явлений, обуславливающих выявленные при формировании «нуля» ДН закономерности, оценим вклад поля поверхностных волн в изменение амплитудно-фазового распределения на отдельном примере. В качестве последнего рассмотрим случай формирования «нуля» ДН в направлении $\theta_p = 90^\circ, \varphi_p = 10^\circ$ при первом варианте размещения антенной решетки и в направлении $\theta_p = 80^\circ, \varphi_p = 0^\circ$ - при втором. Несложно заметить, что в указанных направлениях глубина «нуля», формируемого решеткой первого варианта исполнения, составляет менее -40 дБ для всех рассматриваемых значений поверхностного импеданса, а для второго варианта исполнения только для поверхностного импеданса, равного $\tilde{Z} = 1i$. На рис. 1 приведены зависимости погрешностей вычислений амплитуды (σ_A , %) и фазы ($\Delta\varphi$, градусов) в излучателях, получаемых при отказе от учета влияния поверхностных волн при формировании «нуля» диаграммы направленности в указанных направлениях для первого варианта исполнения антенной решетки, когда влияние поля поверхностных волн наблюдается более сильно. При этом на рисунке с индексом «а» приведены зависимости, полученные для случая удаления излучателей решетки на расстояние $h = 0.125\lambda$ от поверхности импедансного кругового цилиндра, а на рисунке с индексом «б» - на расстояние $h = 0.25\lambda$. Левое поле рисунков иллюстрирует зависимость относительной погрешности установки амплитуды в излучателях при отказе от учета поля поверхностных волн, а правое поле рисунков – зависимость абсолютной погрешности установки фазы в излучающих элементах антенной решетки. Кривые 1-3 при этом иллюстрируют зависимости, полученные для поверхностного импеданса, равного соответственно $\tilde{Z} = 0.5i$, $\tilde{Z} = 1i$ и $\tilde{Z} = 1.5i$.

Анализ полученных зависимостей показывает, что наибольшие ошибки в задании требуемого для формирования «нуля» диаграммы направленности амплитудно-фазового распределения получаются при отказе от учета влияния поля поверхностных волн для дуговой антенной решетки при величине поверхностного импеданса $\tilde{Z} = 1i$. При этом при высоте подвеса $h = 0.125\lambda$ ошибка в амплитудном распределении составляет порядка 8% и 23 градусов – в фазовом распределении. При большем удалении излучателей от поверхности кругового импедансного цилиндра ошибки уменьшаются и составляют порядка 5% в амплитудном распределении и 12 градусов в фазовом распределении. При остальных значениях импеданса получаемые ошибки меньше. Следует отметить, что большая высота подвеса излучателей решетки отражается в различии амплитуд ошибок при изменении величины поверхностного импеданса с $\tilde{Z} = 0.5i$ до $\tilde{Z} = 1.5i$. Для линейной антенной решетки при величине поверхностного импеданса $\tilde{Z} = 1i$ получаемые наибольшие погрешности в определении амплитудно-фазового распределения при отказе от учета поля поверхностных волн меньше приблизительно в два раза по сравнению с аналогичными показателями, найденными для дуговой антенной решетки.

Таким образом, отказ от учета влияния поля поверхностных волн приводит к значительным погрешностям при нахождении требуемого амплитудно-фазового распределения антенной решетки, обеспечивающего формирование «нуля» ДН, а, следовательно, и к уменьшению его глубины.

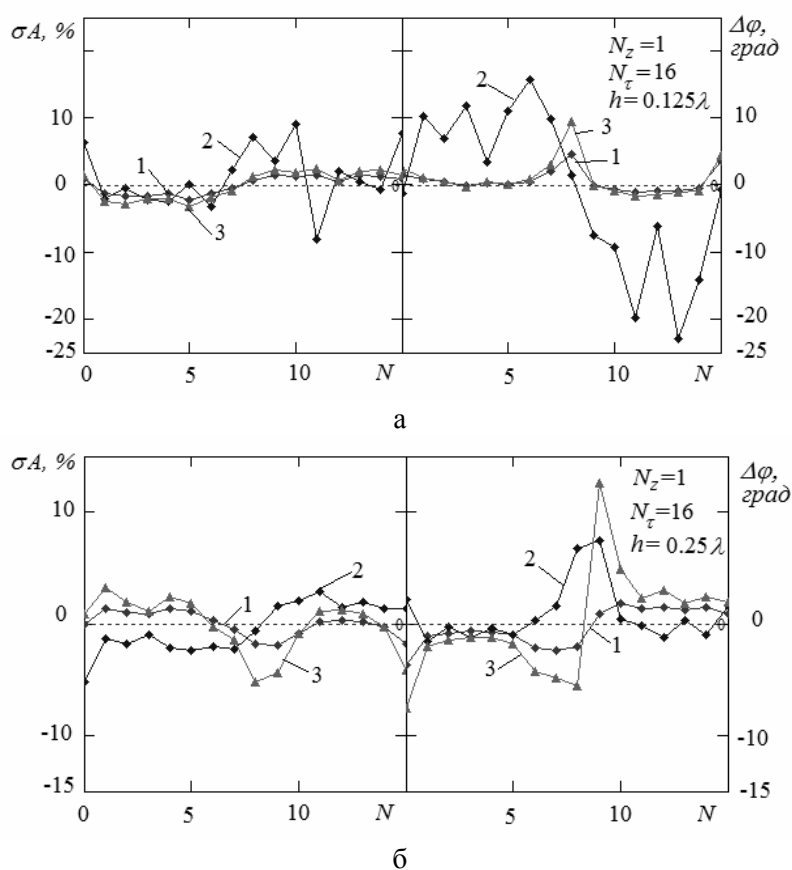


Рис. 1

Выводы. Приведенные в данном докладе результаты показывают, что при проектировании многофункциональных антенн, создаваемых на основе открытой волноведущей структуры, образованной на металлической несущей конструкции и многослойного магнитоэлектрического покрытия, электрические свойства которого моделируются поверхностным импедансом, необходимо учитывать собственные волны структуры. Отказ от учета данных волн приводит к ошибкам в вычислении амплитудно-фазового распределения антенной решетки и ограничивает глубину формируемого «нуля» диаграммы направленности. Величина ошибок зависит от значения поверхностного импеданса, удаления излучателей антенной решетки от поверхности импедансного кругового цилиндра, а также от ориентации решетки относительно продольной оси цилиндра.

Литература

1. Актуальные вопросы проектирования антенно-фидерных устройств радиосвязи / Под ред. Г.И. Трошина. Кн.1. – М.: Радиотехника, 2001. – 72с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки.– М.: Радио и связь, 1989. – 448 с.
3. Звездина М.Ю. Влияние поверхностных свойств кругового цилиндра на структуру поля электрического вибратора. - Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2003, т.6, №5, с.48-51.
4. Лабунько О.С. Излучение продольного диполя из слоя магнитоэлектрика на металлическом цилиндре. – Электромагнитные волны и электронные системы, 2005, т.10, №5, с.6-9.
5. Звездина М.Ю. Условия возбуждения поверхностных волн в слое магнитоэлектрика на круговом металлическом цилиндре. – Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, т.11, №4, с.15-19.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ РУПОРНЫХ АНТЕНН АПЕРТУРНЫМ МЕТОДОМ И МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Кизименко В.В., Юрцев О.А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
220013, Минск, ул. П.Бровки, д.6,

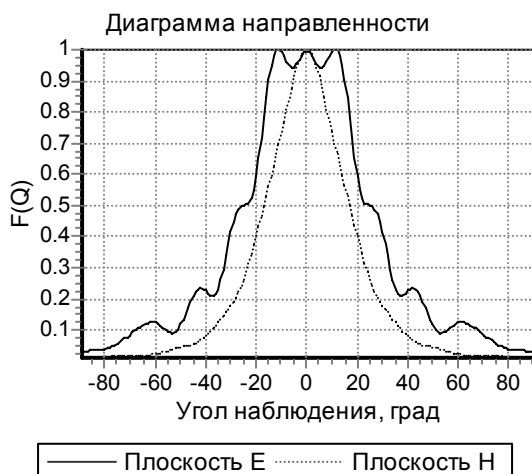
кафедра антенн и устройств СВЧ, тел. +375(17) 2932208, E-mail: vsapfir@narod.ru

Organized benchmark analysis of the horn antennas by aperture method and method final element. Package HFSS was used for consideration of the method final element. The calculated diagram and main features horn antennas. They are evaluated required for calculation hardware facility computer. Conclusions are made about advantage of the aperture method before method final element on accuracy and time of the calculations.

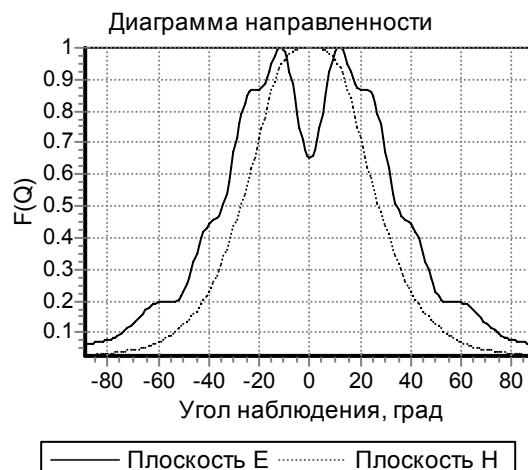
Введение. Существует большое количество программных продуктов, позволяющих с помощью различных методов рассчитать целые устройства СВЧ и антенны. Однако, несмотря на это, до сих пор остаётся открытым вопрос об эффективности использовании компьютерных ресурсов при проектировании новых устройств. Какие пакеты и для каких задач могут быть применены с наименьшими затратами времени и памяти ЭВМ – рекламные проспекты различных компаний дают очень оптимистические ответы на эти вопросы или не дают их. Цель данной работы – сравнение результатов моделирования нескольких конструкций рупорных антенн с использованием апертурного метода и метода конечных элементов (МКЭ).

Основная часть. Проведено моделирование рупорных антенн с различными размерами апертуры и глубиной с применением апертурного метода и метода конечных элементов (пакет Ansoft HFSS v10.1). При расчете поля рупорной антенны апертурным методом использовался векторизованный интеграл Кирхгофа. Учтено нелинейное фазовое распределение поля на раскрыве рупора и изменение амплитудного распределения поля на раскрыве по сравнению с распределением поля в поперечном сечении прямоугольного волновода на основной волне H_{10} , обусловленное конечной глубиной рупора. На рис. 1-5 и рис.7 представлены рассчитанные диаграммы направленности (ДН) антенны $F(Q)$ в плоскостях Е и Н (Q – угол наблюдения, отсчитываемый от нормали к плоскости апертуры). На рис.6 приведено фазовое распределение в градусах на раскрыве оптимального рупора, соответствующее максимуму коэффициента направленного действия. Глубина рупора равна 10λ , размеры раскрыва $5,69\lambda \times 4,5\lambda$.

Сравнение полученных результатов показывает, что метод конечных элементов даёт результаты близкие к значениям, полученным с использованием апертурного метода. Однако МКЭ требует значительно больших ресурсов компьютера. Так, для расчёта рупора с размерами апертуры $5\lambda \times 5\lambda$ и глубиной 5λ потребовалось около 3 минут и свыше 600 МБ оперативной памяти компьютера. Моделирование оптимального рупора с размерами апертуры $5,69\lambda \times 4,5\lambda$ и глубиной 10λ стало возможным лишь при задании Е и Н плоскостей симметрии антенны, что несколько снизило точность результатов. Несмотря на это, на решение задачи было затрачено 2 минуты и 94 МБ памяти. Для расчета этих же антенн то время апертурным методом потребовалось лишь несколько секунд. Кроме того, пакет HFSS не позволяет рассчитывать рупорные антенны с размером раскрыва более $7\lambda \times 7\lambda$, в явном виде не рассчитываются параметры ДН. Значения ширины главного лепестка и максимальный уровень боковых лепестков можно определить только визуально по графику ДН.

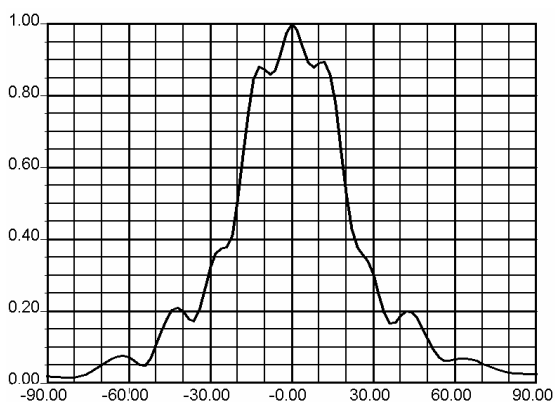


а

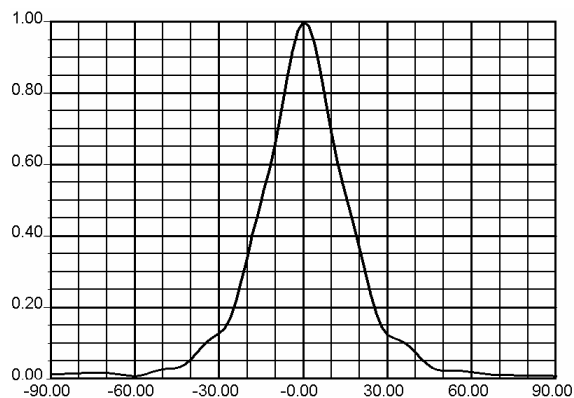


б

Рис. 1. ДН рупора, рассчитанная апертурным методом:
 а — размеры рупора апертуры $5\lambda \times 5\lambda$, глубина 5λ ;
 б — размеры рупора апертуры $5\lambda \times 5\lambda$, глубина 3λ

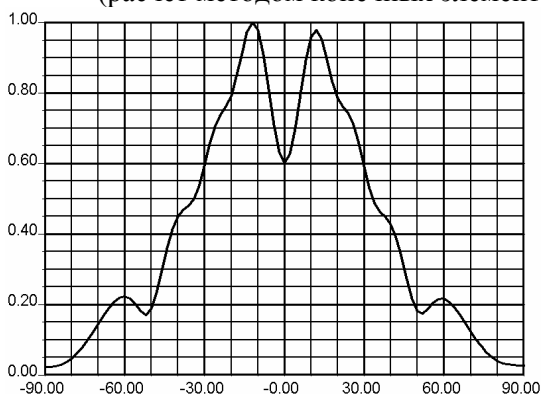


а

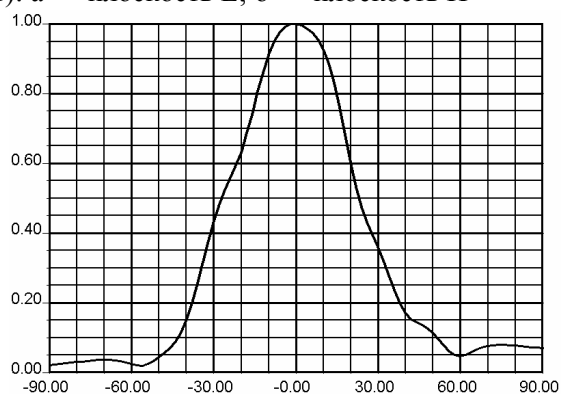


б

Рис. 2. ДН рупора с размерами апертуры $5\lambda \times 5\lambda$ и глубиной 5λ
 (расчёт методом конечных элементов): а — плоскость Е; б — плоскость Н



а



б

Рис. 3. ДН рупора с размерами апертуры $5\lambda \times 5\lambda$ и глубиной 3λ
 (расчёт методом конечных элементов): а — плоскость Е; б — плоскость Н

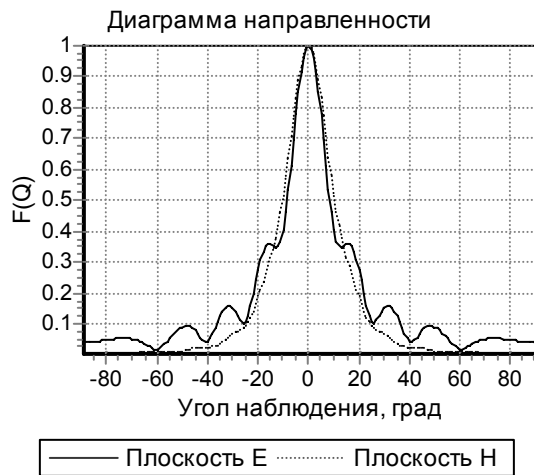


Рис. 4. ДН оптимального рупора с размерами апертуры $5,69\lambda \times 4,5\lambda$ и глубиной 10λ , (расчёт апертурным методом)

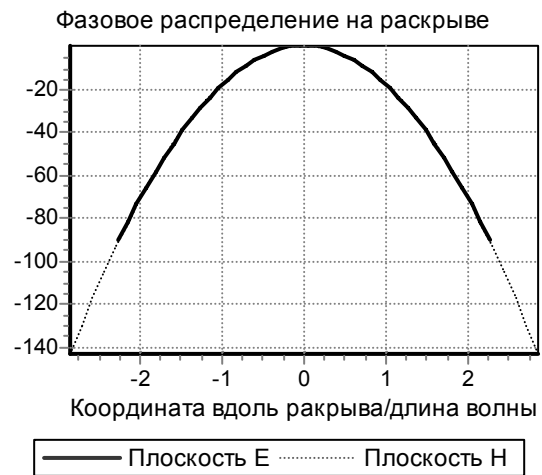


Рис. 5. Фазовое распределение на раскрытии оптимального рупора (расчёт апертурным методом)

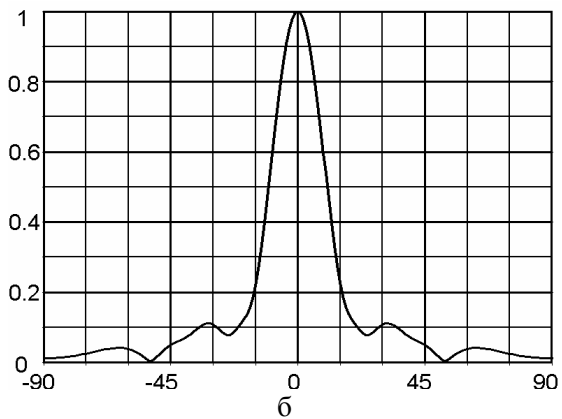
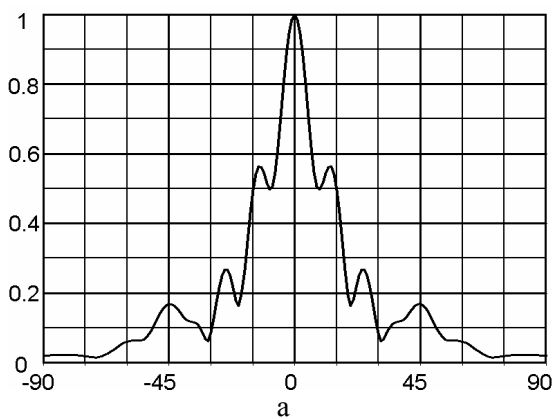


Рис. 6 ДН оптимального рупора с глубиной 10λ в плоскостях: а — Е и б — Н (расчёт методом конечных элементов)

В табл. 1 приведены для сравнения значение ширины главного лепестка $2\theta_{0,5}$, уровня боковых лепестков F_{bm} диаграммы направленности и коэффициент использования поверхности (КИП), определенные в программе HFSS и апертурным методом.

Таблица 1

Параметры оптимального рупора с глубиной 10λ

Метод	Плоскость Е		Плоскость Н		КИП
	$2\theta_{0,5}$	$F_{bm}, \%$	$2\theta_{0,5}$	$F_{bm}, \%$	
Метод конечных элементов	$10,02^\circ$	56,4	$15,08^\circ$	11,3	0,5
Апертурный метод	$11,75^\circ$	35,8	$13,75^\circ$	2,65	0,5

Как видно из рассчитанных значений, оба метода дают близкие значения ширины главного лепестка (расхождение составляет $1-2^\circ$), в то же время метод конечных элементов даёт завышенные значения уровня боковых лепестков (на 10-20%).

Проведено моделирование рупорной антенны с размерами раскрыва $\lambda \times 0,5\lambda$ и глубиной 50λ . В табл. 2 приведены значения ширины главного лепестка ДН.

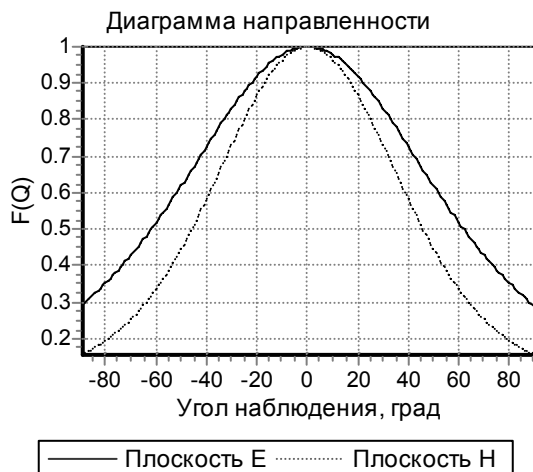


Рис. 7. ДН оптимального рупора с размерами апертуры $\lambda \times 0,5\lambda$ и глубиной 50λ , (расчёт апертурным методом)

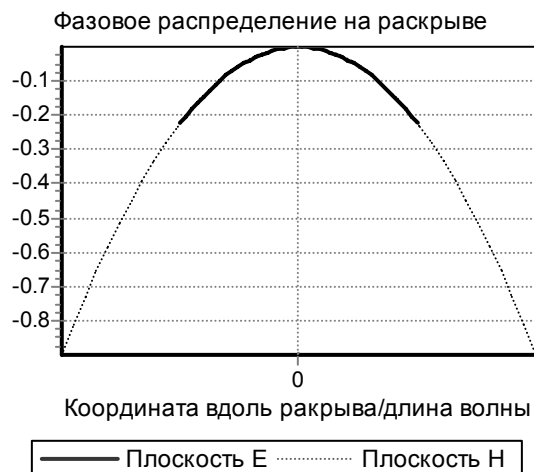


Рис. 8. Фазовое распределение на раскрыве оптимального рупора (расчёт апертурным методом)

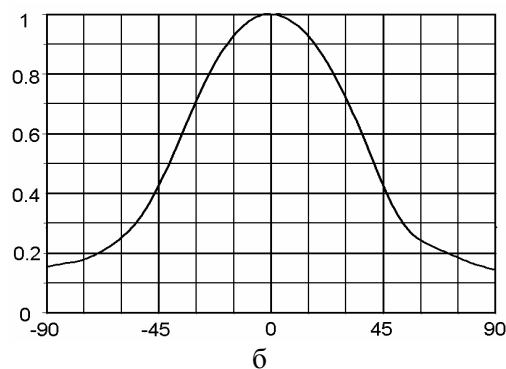
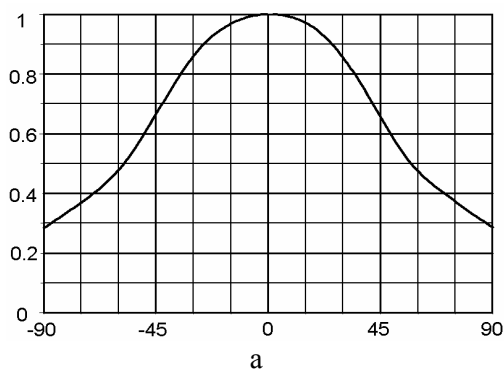


Рис. 9 ДН рупора с глубиной 50λ в плоскостях: а — Е и б — Н (расчёт методом конечных элементов)

Таблица 2. Параметры диаграммы направленности рупора с глубиной 50λ

Метод	Плоскость Е	Плоскость Н
Метод конечных элементов	86°	62°
Апертурный метод	82°	62°

Значения ширины главного лепестка полученные с помощью двух методов отличаются не более, чем на 4%. Ошибка может быть обусловлена введением плоскостей симметрии антенны.

Закключение. Анализ результатов показал, что для нахождения характеристик и параметров даже таких относительно несложных конструкций, как рупорные антенны, методом конечных элементов для решения электродинамической задачи требуется на порядки больше времени и аппаратных средств вычислительной техники по сравнению с апертурным методом. Размеры раскрыва рупора ограничены значениями $7\lambda \times 7\lambda$. Апертурный метод даёт более точные значения ширины главного лепестка.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ПРОВОЛОЧНЫХ АНТЕНН МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ И МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Герасимович Г. В., Юбко А. П.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Республика Беларусь, 220013, Минск, ул. П.Бровки, д.6,
кафедра антенн и устройств СВЧ, тел.: +375(17) 260-24-89; E-mail: slash_ger@tut.by

In the report comparison of results of numerical modeling of the wire antenna by a method of the integrated equations and a method of finite elements is resulted.

Введение. Проволочные антенны широко используются в метровом и дециметровом диапазоне длин волн. Такое их широкое распространение требует поиска различных методов расчёта, в которых будут оптимально сочетаться такие факторы, как время расчёта, сложность задания геометрической модели, точность определения параметров. В данном докладе на примере рамочной антенны будут рассмотрены два метода моделирования проволочных антенн. Это – метод интегральных уравнений с использованием уравнения Поклингтона [1] и метод конечных элементов.

Результаты моделирования. Расчёт методом конечных элементов проводился с помощью пакета HFSS (версия 11), который вычисляет многомодовые S-параметры и электромагнитные поля в трёхмерной пассивной структуре произвольной формы. Программа обладает широкими возможностями для создания различных 3D объектов и большим набором инструментов для детального их исследования.

Для реализации метода интегральных уравнений разработана программа с использованием интегрального уравнения (ИУ) для тока в тонком проводнике Поклингтона. Для сведения ИУ к системе линейных алгебраических уравнений в качестве базисных и весовых функций использованы кусочно-постоянные функции. С помощью программы решались внутренняя задача – поиск распределения тока на элементах антенны и входного сопротивления и внешняя задача – расчёт поля в дальней зоне, диаграммы направленности (ДН), коэффициента направленного действия (КНД).

Исследование проводилось следующим образом. Методом интегральных уравнений находилась конструкция антенны, обеспечивающая равенство нулю реактивной части входного сопротивления и равенству активной части 50 Ом. Затем антенна с такими же геометрическими параметрами рассчитывалась методом конечных элементов. В итоге сравнивались полученные результаты: зависимости составляющих входного сопротивления ($Z=R+iX$), коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты, ДН. А также сравнивалось время расчёта обоими методами. Моделирование проводилось в диапазоне частот со средней частотой 300 МГц.

Исследовалась рамочная антенна в виде двойной рамки, длина периметра каждой рамки приблизительно равна средней длине волны («Зигзагообразная антенна»). На рис. 1 показана такая антенна. Входное сопротивление $Z \approx 50$ Ом на частоте 300 МГц обеспечивается при длине стороны рамки $L = 275$ мм с углом при вершине рамки $\varphi = 69^\circ$. На рис. 2а приведена ДН в плоскости Е (плоскость ХZ) для рамочной антенны, рассчитанная с помощью метода интегральных уравнений, а на рис. 2б – с помощью метода конечных элементов. Время расчёта первым методом в диапазоне частот составляет 30 секунд, вторым методом – 2 часа. В программе HFSS выводится график ненормированной ДН. Кроме того, размер шрифта оцифровки на графике ДН в полярных координатах не меняется и зависит от размера графика. Для облегчения чтения графика цифры на рис. 2а и рис. 2б соответствуют друг другу. На графике, полученном методом ИУ, приведены значения $Z=R+iX$ и отношения F/B – отношение КНД прямом направлении (в направлении оси Z) к КНД в обратном направлении. На обоих рисунках 2а и 2б приведены значения коэффициента направленного действия (G).

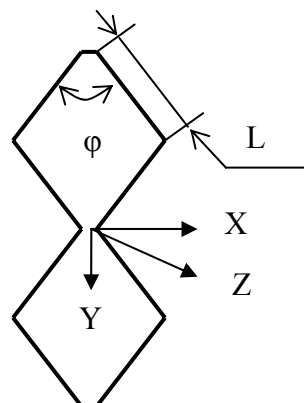
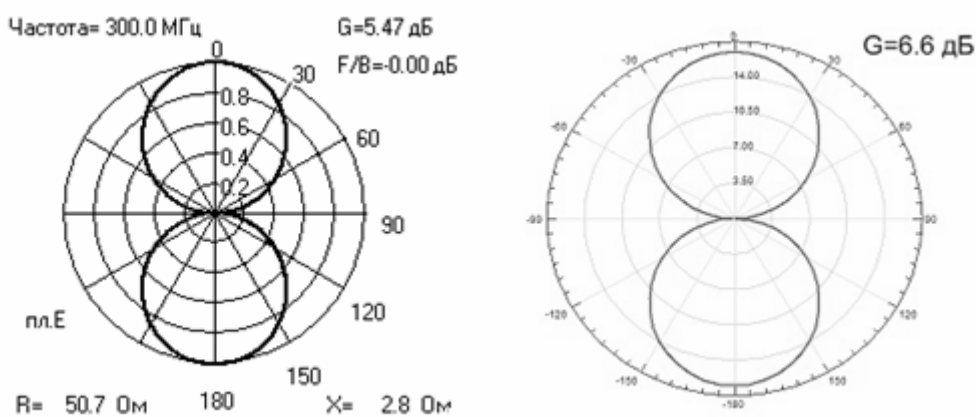


Рис. 1. Рамочная антенна



а

б

Рис. 2. Диаграмма направленности в плоскости E:
а — расчет методом ИУ; б — расчет в HFSS

На рис.3 приведены зависимости R и X от частоты, полученные двумя методами.

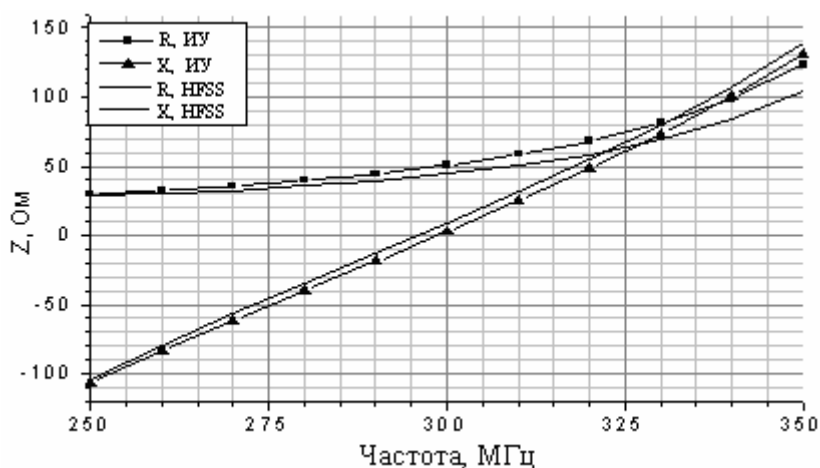


Рис. 3. График зависимости входного сопротивления от частоты для рамочной антенны

Проведено моделирование рамочной антенны с рефлектором в виде проводников, параллельных вектору E. Размеры рефлектора в плоскостях E и H равны 700×950 мм.

Расстояние между рефлектором и плоскостью рамки 150 мм. Рассчитанные характеристики показаны на рис. 4 и 5.

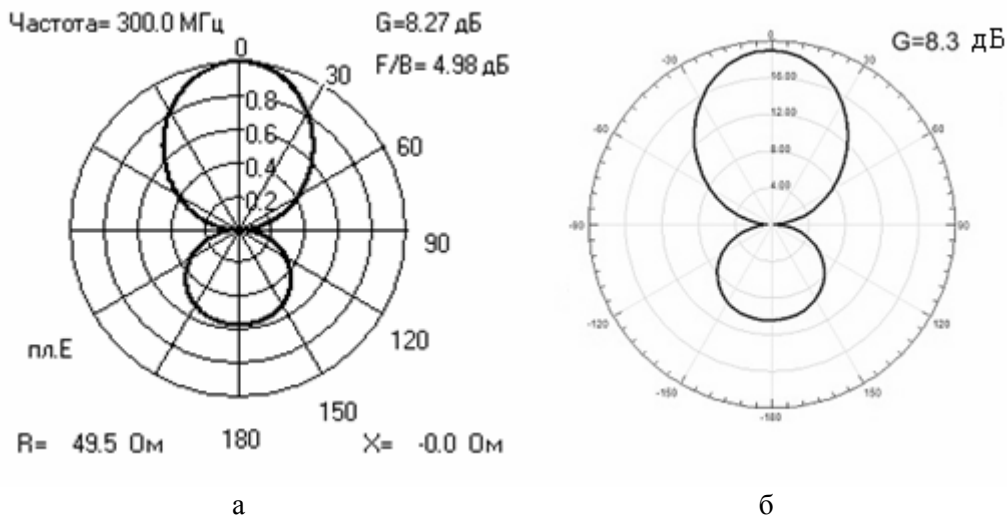


Рис. 4. ДН рамки с рефлектором:
а — расчет методом ИУ; б — расчет в HFSS

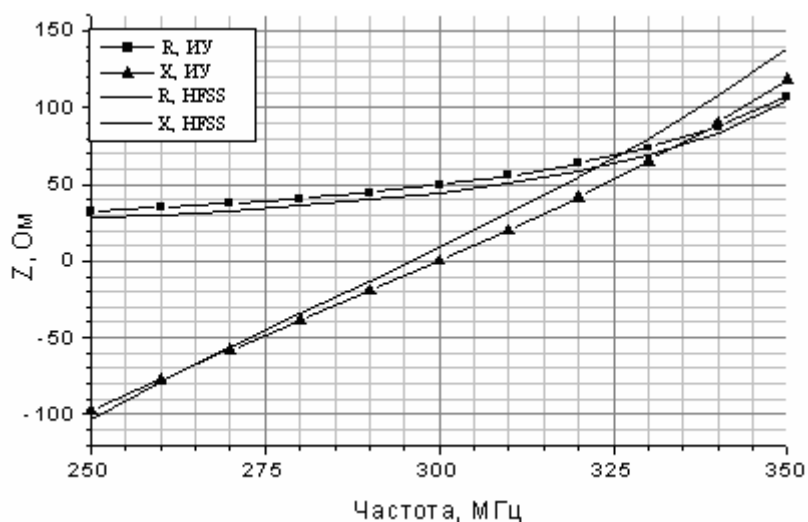


Рис. 5. График зависимости входного сопротивления от частоты для рамочной антенны с рефлектором

Время расчёта методом интегральных уравнений для данного случая составляет 143 секунды в диапазоне частот. Для расчёта методом конечных элементов потребовалось около 4 часов.

Рассмотрен также вариант рамочной антенны с рефлектором и системой директоров. Директоры имеют размер 340 мм. Расстояние между директорами, а также между рамкой и первым директором – 150 мм. Результаты расчета приведены на рис.6 и рис.7. Время расчёта рамочной антенны с рефлектором из трёх проводников и тремя директорами в диапазоне частот с помощью метода интегральных уравнений составляет 242 секунды, а при использовании метода конечных элементов – около 6,5 часов.

Численные значения параметров антенн, полученные двумя методами, близки друг к другу. Однако время расчета несравнимо. Кроме того, в программе HFSS труднее задавать геометрию антенны по известным численным значениям размеров. Оптимизировать

же размеры антенны по какому либо критерию практически невозможно (слишком много потребуется времени).

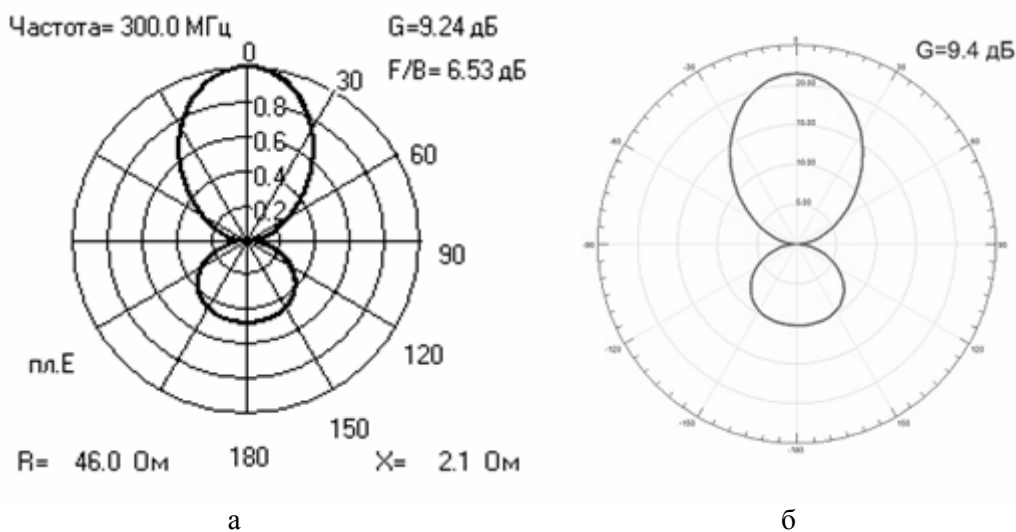


Рис. 6. ДН рамки с рефлектором и системой директоров:
а — расчет методом ИУ; б — расчет в HFSS

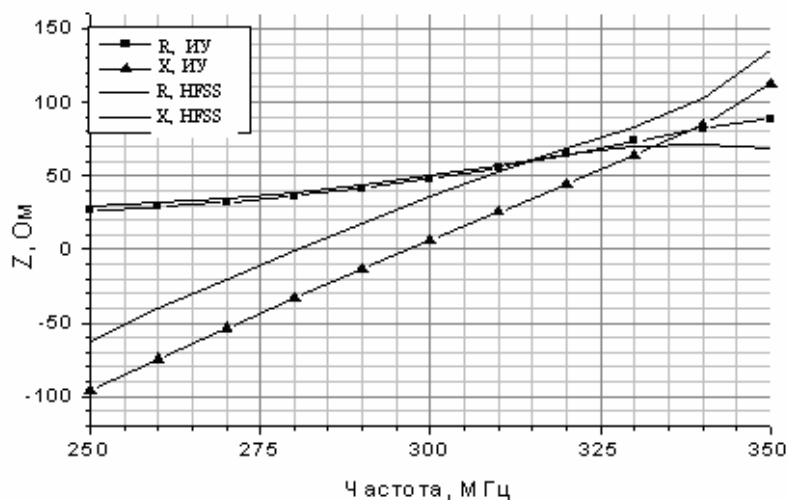


Рис. 7. График зависимости входного сопротивления от частоты для одиночной рамки с рефлектором и системой директоров

Выводы. На основании проведённого исследования можно сделать вывод о том, что результаты расчёта методом интегральных уравнений и результаты, полученные с помощью метода конечных элементов близки друг к другу. Различия не превосходят, как правило, погрешностей эксперимента.

Если рассматривать временные затраты, безусловно программы, в основе которых лежит метод интегральных уравнений при моделировании проволочных антенн превосходят программы, реализующие метод конечных элементов. Безусловно, для решения широкого круга задач более универсальным будет метод конечных элементов (пакет HFSS), так как в нём реализован наиболее общий алгоритм расчёта всевозможных СВЧ-структур.

Литература

1. Вычислительные методы в электродинамике. Под. ред. Р.Митры. – М.: Мир, 1977, 485 с.

АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ ФАЗИРОВАНИЕМ ЛУЧЕЙ ПЛОСКОЙ ФАР С ПРОИЗВОЛЬНЫМ НАКЛОНОМ ПОЛОТНА ОТНОСИТЕЛЬНО ВЕРТИКАЛИ

Журавлев А. К.

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
190000, С. Петербург, ул. Б. Морская, 67, кафедра РТС, тел. (812) 494-70-22

E-mail: and@aanet.ru; факс. (812) 494-70-28

Независимое управление фазированием по строкам и столбцам на прямоугольной сетке элементов ФАР соответствует биконической системе координат расположения лучей, которая требует пересчета для измерения азимута и угла места целей, а главное приводит к эффекту «скручивания» координат в моноимпульсных системах или к существенным деформациям взаимного расположения лучей в многолучевых ФАР. Направляющие косинусы, которые определяют направление фазирования луча (лучей) могут быть выражены в различных координатах [1]

$$\begin{aligned}\cos \alpha_x &= \cos \varepsilon \sin \varphi = \sin \theta \cos \psi, \\ \cos \alpha_y &= \sin \varepsilon = \sin \theta \sin \psi,\end{aligned}\quad (1)$$

что не означает независимого управления по строкам (X) или столбцам (Y) АР, а характеризуют прогрессивный линейный фазовый сдвиг по соответствующим осям плоской решетки. При этом граница области видимости определяется неравенствами

$$\cos^2 \alpha_x + \cos^2 \alpha_y \leq 1; \sin^2 \varphi \cos^2 \varepsilon + \sin^2 \varepsilon \leq 1; \sin^2 \theta \leq 1, \quad (2)$$

где φ – азимут, т.е. угол между проекцией единичного радиуса вектора на плоскость X, Z и осью Z (нормаль к АР); ε – угол места (угол между проекцией радиуса-вектора на плоскость Y, Z и осью Z); θ угол между радиус-вектором и осью Z ($0 \leq \theta \leq \pi/2$); ψ – угол между проекцией радиус-вектора на плоскость АР X, Y и осью X .

Таким образом, при произвольном выборе системы координат пространство управления представляется окружностью единичного радиуса в плоскости АР (X, Y) при условии, что за счет экранирования излучения и прием сигналов реализуется в полусфере $Z > 0$.

В дальнейшем предполагается, что для анализа управления фазированием АР с произвольным наклоном используется сферическая система координат ($R=1, \varphi_0, \varepsilon_0$) с вертикальной полярной осью Y_0 , параллелями, которые образуются сечениями сферы коническими поверхностями $\varepsilon_{0i} = const$, и меридианами $\varphi_{0j} = const$, т. е. сечениями сферы полуплоскостями.

Структура управления фазированием определяется путем проектирования параллелей и меридиан на плоскость управления (X, Y) наклонной ФАР, которая отклонена на произвольный угол ε_n .

Используя соотношения (1) легко убедиться, что вертикальной АР ($\varepsilon_n = 0$) параллели отображаются в виде горизонтальных траекторий, что соответствует линейному фазовому сдвигу по строкам независимо от номера элемента АР в столбце для фиксированного угла места ($\varepsilon_{0i} = const$) подобно биконической системе. Проекция меридиан образуют эллиптические траектории фазирования, т.е. для фазирования луча (лучей) по углу места (меридиану) $\varepsilon_{0i} = var$ при фиксированном азимуте ($\varphi_{0j} = const$) в соответствии с (1) получим

$$\cos \alpha_x = \cos \varepsilon_{0i} \sin(\varphi_{0j} = const); \cos \alpha_y = \sin \varepsilon_{0i}. \quad (3)$$

Таким образом, для движения луча (лучей) по меридианам необходимо корректировать фазировку каждого столбца (по координате X) в зависимости от номера его элемента, т.е. строки, в которой он находится.

1. В наклонной ФАР и параллели, и меридианы сферической системы координат с вертикальной полярной осью Y_0 проектируются на плоскость управления (X, Y) в виде

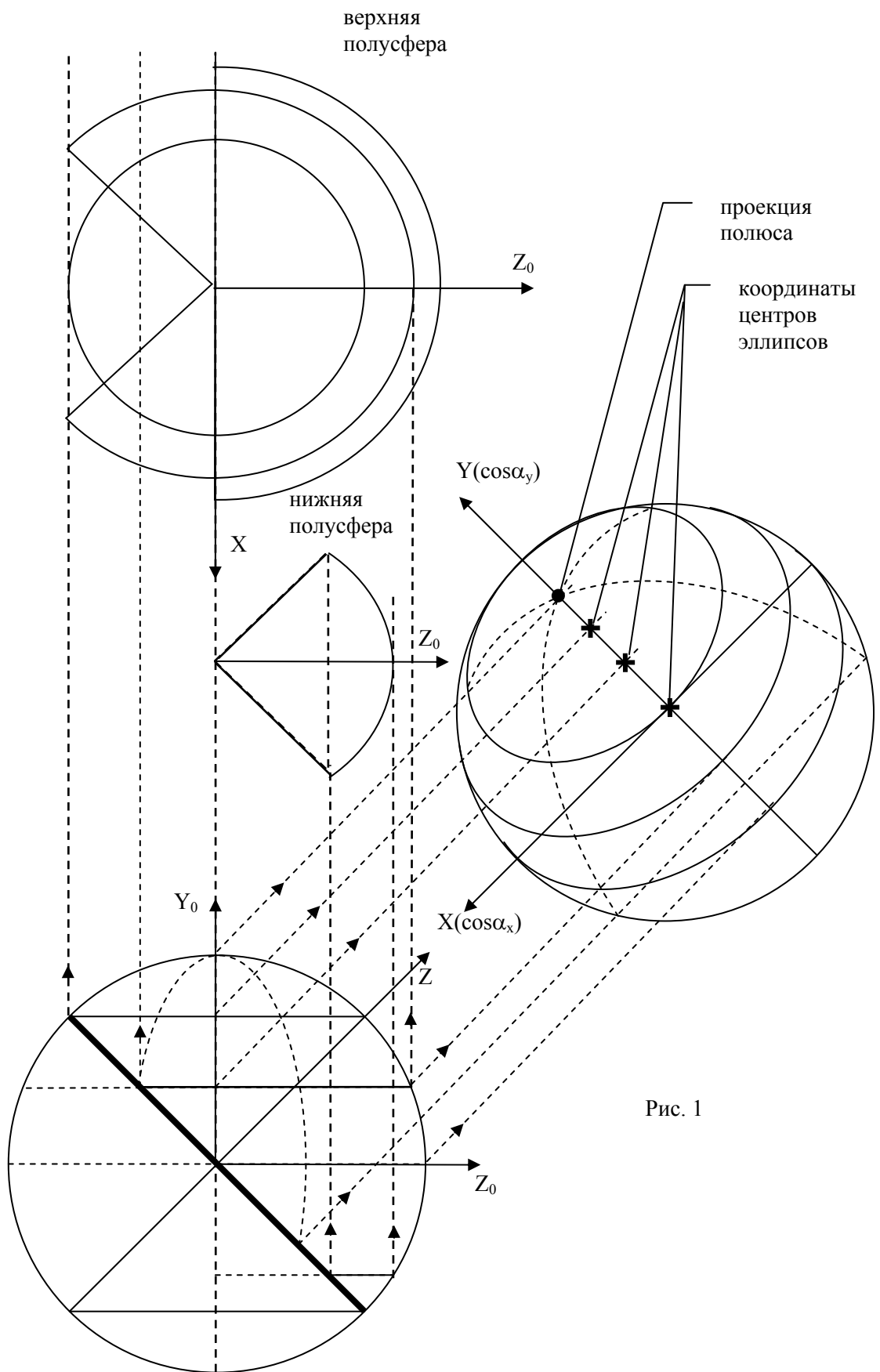


Рис. 1

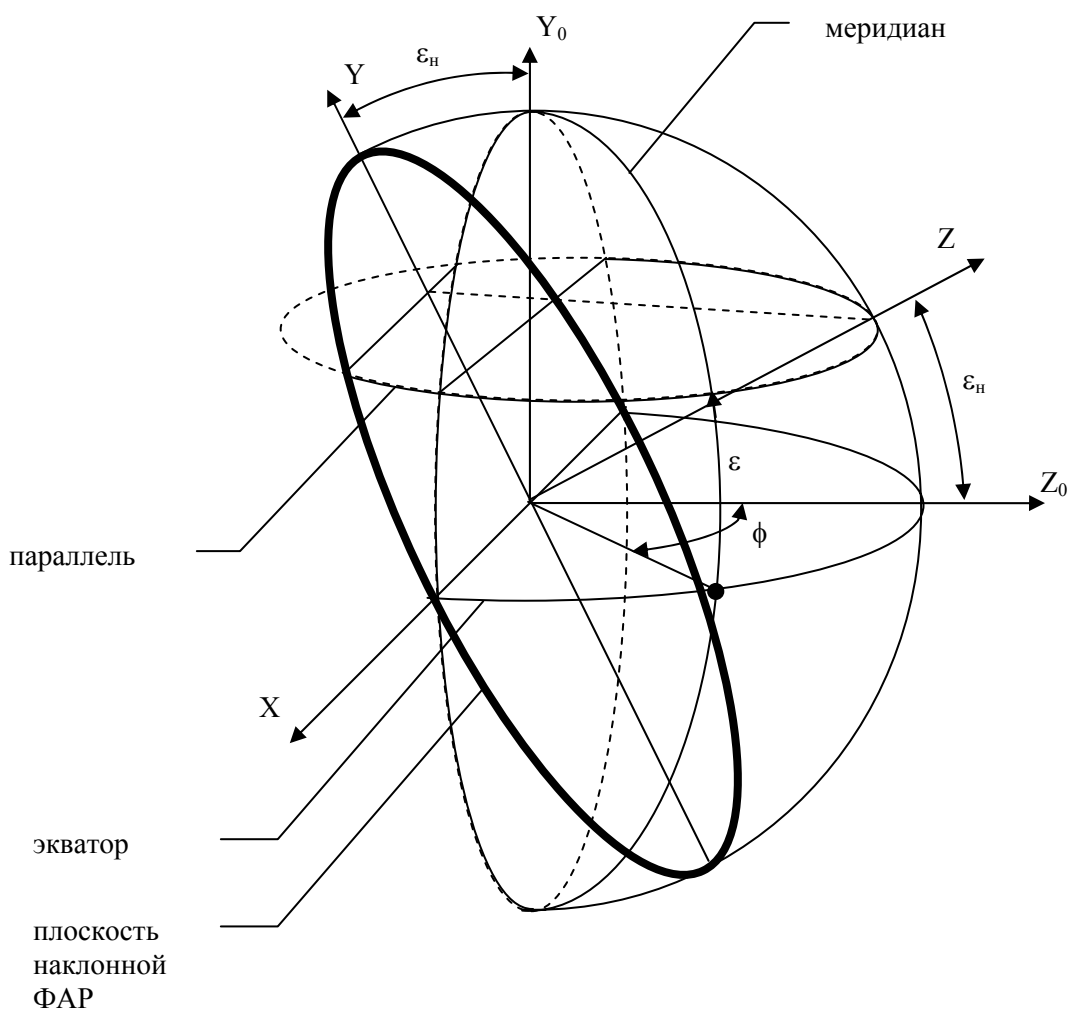


Рис. 2

усеченных эллипсов, центры и размеры которых зависят от угла наклона ε_n плоскости ФАР, теоретическая зона обзора которой (без учета расширения луча) совпадает с полусферой, для наклонной ФАР происходит расширение зон обзора по азимуту и углу места в верхней полусфере и сокращение в нижней полусфере.

Предельный вариант горизонтальной ФАР ($\varepsilon_n = \pi/2$) имеет зону обзора только в верхней полусфере, т.е. $[0, 2\pi]$ по азимуту и $[0, \pi/2]$ по углу места.

Показано, что при угле места, удовлетворяющих неравенству $\varepsilon_{0i} > \pi/2 - \varepsilon_n$, сектор обзора по азимуту становится круговым. При обратном неравенстве азимутальный сектор определяется соотношением

$$\frac{1}{2} \Delta\varphi_i = \arccos(|\operatorname{tg} \varepsilon_{0i}| \operatorname{tg} \varepsilon_n) = \arcsin \sqrt{1 - \operatorname{tg}^2 \varepsilon_{0i} \operatorname{tg}^2 \varepsilon_n}. \quad (4)$$

На экваторе (в сферической системе с вертикальной полярной осью) $\sin \varepsilon_0 = 0$ и $\frac{1}{2} \Delta\varphi_0 = \pm \frac{\pi}{2}$. В нижней полусфере при $-\varepsilon_{0i} > -\pi/2 + \varepsilon_n$ сектор обзора обнуляется.

В результате анализа структуры проекций параллелей на плоскость управления (X, Y) наклонной ФАР получены общие соотношения для управления фазированием по строкам и столбцам

$$\cos \alpha_{xi} = \cos \varepsilon_i \sin \varphi, \frac{\pi}{2} > \varepsilon_i \geq -\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_i\right), \quad (5)$$

$$\cos \alpha_{yi} (\Pi) \pm \cos \alpha_{ni} = \sin \varepsilon_i \cos \varepsilon_n \pm \cos \varepsilon_i \sin \varepsilon_n \cos \varphi,$$

где $\cos \alpha_{yi} (\Pi)$ - проекции центров параллелей на плоскость (X, Y) ; знаки « \pm » зависят от сектора сканирования по азимуту и верхней или нижней полусферы, в которую проектируется параллель.

На рис. 1 и 2 представлены графические построения секторов азимутального обзора и проекции параллелей и меридиан на плоскость (X, Y) наклонной ФАР.

Таким образом, показана возможность строчно-столбцового управления с целью преобразования фазирования лучей ФАР в сферической системе координат, которая удобна для отображения пользователю и не приводит к искажениям координатной информации при многолучевом обзоре.

Литература

Проблемы антенной техники/Под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. – М. Радио и связь, 1989.

МЕТОД СИНТЕЗА ПАРАМЕТРОВ КОМПЕНСАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А.Т. Зелененко⁽¹⁾, В.Н. Колесников⁽²⁾, С.Е. Мищенко⁽²⁾, В.В. Шацкий⁽²⁾

(1) ФГУП ВНИИ "Градиент", Ростов-на-Дону

(2) Ростовский военный институт ракетных войск

344038, г. Ростов-на-Дону, пр. М. Нагибина д. 24/50,

(863) 245-11-51, E-mail: mihome@yandex.ru

It is offered the synthesis method of an optimal compensation array antenna, consisting of using for a compensation channel arrangement a part of power, usually absorbed in attenuators of an array antenna with a decaying amplitude, distribution and of a solution of an optimization problem for approximation of patterns of main and compensation channels in the field of side lobes.

Введение. Классическая идея компенсации помех с помощью основной и компенсационной антенн основана на том, что диаграмма направленности (ДН) компенсационной антенны в области боковых лепестков совпадает с ДН основной антенны, а в направлении сигнала имеет "нуль" [1,2]. Только такая идеальная компенсационная антенна обеспечивает полную компенсацию любого числа произвольно ориентированных помех. Наличие однозначных требований к форме ДН компенсационной антенны естественным образом приводит к задаче синтеза оптимальных параметров компенсационной антенны. В то же время постановка такой задачи при использовании в качестве компенсационной антенны слабонаправленного излучателя или части излучателей антенной решетки не имеет смысла, поскольку существенные отличия раскрывов основной и компенсационной антенн определяют нереализуемость требований к ДН компенсационной антенны. Поэтому в работах [3,4] речь идет только о приближении ДН основной и компенсационной антенн для нескольких заранее известных направлений прихода помех и сигнала. Следовательно, задача синтеза компенсационной антенны имеет математический смысл при сопоставимых размерах с основной антенной и является актуальной для практики при условии, что раскрыв компенсационной антенны совмещен с раскрывом основной антенны.

В докладе предлагается метод амплитудно-фазового синтеза оптимальной компенсационной антенной решетки (АР) при использовании в основной антенной решетке спадающего амплитудного распределения.

1. Постановка и метод решения задачи. Рассмотрим M -элементную АР, ДН излучателей которой описываются комплексными функциями $f_m(u)$ ($m = 1, 2, \dots, M$). Для формирования ДН АР используется спадающее к краям раскрыва амплитудное распределение A_m . При этом ДН АР имеет вид:

$$F_0(u) = \sum_{m=1}^M A_m f_m(u). \quad (1)$$

Следует отметить, что комплексные амплитуды A_m ограничивают вклад сигнала каждого излучателя в основной сигнал автокомпенсатора. Это означает, что оставшаяся часть амплитуды сигнала, пропорциональная $B_m = 1 - A_m$, может быть использована в компенсационном канале.

Выделим в составе АР две подрешетки, состоящие из M_1 и M_2 излучателей ($M_1 + M_2 = M$). ДН первой и второй подрешеток определяются выражениями вида:

$$F_1 \left(u, w_m^{(1)} \right) = \sum_{m=1}^{M_1} w_m^{(1)} B_m f_m(u); \quad F_2 \left(u, w_m^{(2)} \right) = \sum_{m=1}^{M_2} w_m^{(2)} B_{m+M_1} f_{m+M_1}(u); \quad (2)$$

где $w_m^{(1)}$, $w_m^{(2)}$ – неизвестная комплексная амплитуда возбуждения m -го излучателя первой и второй подрешеток.

Следует отметить, что комплексные амплитуды $w_m^{(i)}$ ($i = 1, 2$) должны удовлетворять условию

$$\left| w_m^{(i)} \right| \leq 1. \quad (3)$$

В соответствии с требованиями к ДН компенсационной антенны введем разностную ДН, определяемую соотношением вида:

$$F_p \left(u, w_m^{(1)}, w_m^{(2)} \right) = F_1 \left(u, w_m^{(1)} \right) - F_2 \left(u, w_m^{(2)} \right) F_1 \left(u_0, w_m^{(1)} \right) \left[F_2 \left(u_0, w_m^{(2)} \right) \right]^{-1}, \quad (4)$$

где u_0 – направление прихода полезного сигнала.

Легко убедиться в том, что в направлении u_0 при любых наборах комплексных амплитуд $w_m^{(i)}$ формируется “нуль” разностной ДН $F_p \left(u, w_m^{(1)}, w_m^{(2)} \right)$.

С учетом введенных обозначений рассмотрим решение задачи синтеза в следующей постановке.

Пусть известны функции, описывающие ДН излучателей подрешетки $f_m(u)$, и комплексные амплитуды возбуждения излучателей АР A_m , обеспечивающие формирование ДН АР $F_0(u)$. Кроме того, определены излучатели, входящие в первую и вторую компенсационные подрешетки соответственно.

Требуется найти комплексные амплитуды $w_m^{(i)}$, удовлетворяющие неравенству (3) и обеспечивающие выполнение требования:

$$\min_{u \in \Omega_{бок}} Q \left(w_m^{(1)}, w_m^{(2)} \right), \quad (5)$$

где $Q \left(w_m^{(1)}, w_m^{(2)} \right)$ – диаграммный функционал; $\Omega_{бок}$ – область направлений пространства вне главного лепестка основной антенны.

Особенность постановки задачи состоит в том, качество решения оценивается в области боковых лепестков $\Omega_{бок}$, при этом $Q \left(w_m^{(1)}, w_m^{(2)} \right)$ – представляет собой нелинейную от параметров функцию.

Поэтому для решения формулируемой задачи используем итерационный градиентный метод [5].

Пусть $w_0, w_0^{(1)}, w_0^{(2)}$ – начальное амплитудно-фазовое распределение (АФР) в раскрыве компенсационной АР, а l_0 – начальный шаг приближения к решению. Тогда для определения текущего АФР на каждом шаге итерации K требуется найти градиент диаграммного функционала Q_K , который можно записать в виде выражения:

$$Q_K = \frac{\partial Q}{\partial w_m^{(i)}} \Big|_{w_m^{(i)} = w_{mK}^{(i)}}. \quad (6)$$

После чего

$$w_{m(K-1)}^{(i)} = w_{mK}^{(i)} - l_K \text{grad} Q_K. \quad (7)$$

Если

$$Q \left(\begin{matrix} (1) \\ w_{m(K+1)}, w_{m(K+1)} \end{matrix} \right) \leq Q \left(\begin{matrix} (1) \\ w_{mK}, w_{mK} \end{matrix} \right), \quad (8)$$

то приближение к экстремуму осуществляем с шагом $l_{(K+1)} = l_K$. При нарушении условия (8) осуществляем дробление шага, например $l_{(K+1)} = l_K 2^{-1}$. Это позволяет подойти к экстремуму с заданной точностью.

Таким образом, предлагаемый метод состоит в использовании для организации компенсационного канала доли мощности, обычно поглощаемой в аттенюаторах АР со спадающим амплитудным распределением, и в решении оптимизационной задачи о приближении ДН основного и компенсационного каналов в области боковых лепестков.

2. Результаты численных исследований. Для оценки эффективности предлагаемого способа были проведены численные исследования, в ходе которых рассматривалась M -элементная антенная решетка, состоящая из 32-х излучателей. Выделим в ней две подрешетки с числом излучателей M_1 и M_2 . В рассматриваемом примере первые шестнадцать излучателей образуют первую подрешетку, последующие излучатели образуют вторую подрешетку, т.е. $M_1 = M_2 = 16$. Выбираем исходное амплитудное распределение, спадающее по закону косинуса, в виде:

$$A_m = 0,5 + (1 - 0,5) \cos \left[2\pi x_m \left((M - 1)\lambda \right)^{-1} \right], \quad (m = 1, 2, \dots, M). \quad (9)$$

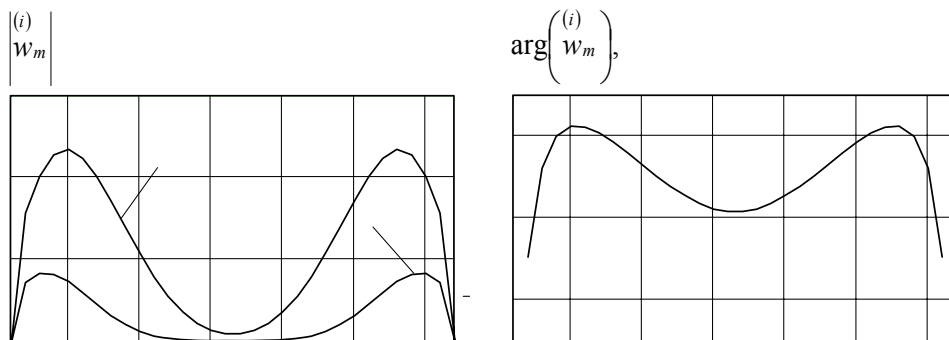
Определим амплитудное распределение в подрешетках компенсационных каналов с помощью соотношений вида:

$$B_m = \begin{cases} 0, & m_1 = 1; \\ 1 - A_m & m_1 = 2, 3, \dots, M_1; \end{cases} \quad (10)$$

$$B_{m+M_1} = \begin{cases} 0, & m_2 = M_2; \\ 1 - A_{m+M_1} & m_2 = 1, 2, \dots, M_2 - 1. \end{cases}$$

В выражениях (7) амплитуды крайних излучателей равны нулю, так как они имеют большой вес и существенно влияют на ДН.

При решении оптимизационной задачи в качестве функционала $Q \left[F_0(u), F_p \left(u, w_{m_1}^{(1)}, w_{m_2}^{(2)} \right) \right]$ использовалось среднеквадратическое отклонение.



На основании исходных данных было получено амплитудное и фазовое распределение $w_m^{(i)}$, представленное на рис. 1 и 2 соответственно. На рис. 2 кривая 1 обозначает $|w_m^{(i)}|$. Кривая 2 получена, как $B_m w_m^{(i)}$. Ее анализ позволяет сделать вывод о том, что в ДН

оптимальной компенсационной антенны наиболее существенный вклад вносят излучатели с номерами $m = 3$ и $m = M - 2$, вклад крайних излучателей не столь существенен. Это существенно отличает полученное решение от ранее известных.

На рис. 3 представлены диаграмма направленности основного канала (кривая 1) и разностная диаграмма направленности компенсационного канала (кривая 2) в области боковых лепестков.

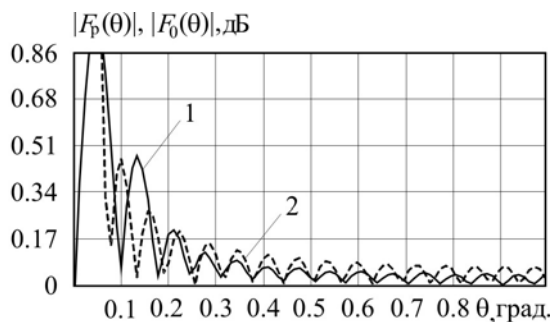


Рисунок 3

Из анализа рис. 3 следует, что для рассматриваемого примера предлагаемый компенсатор помех обеспечит полное подавление помех, приходящих с направлений $u \in \Omega_{\text{бок}}$, так как на этом отрезке $F_0(u) \approx F_p(u)$.

Заключение. Таким образом, представление ДН компенсационных антенн в виде разности двух диаграмм направленности подрешеток позволило сформулировать новую постановку задачи синтеза и метод решения сформулированной задачи. Использование амплитудно-фазового синтеза параметров компенсационных АР обеспечивает хорошее приближение синтезированной ДН к ДН основного канала в области боковых лепестков. Это является необходимым условием для реализации известных методов повышения помехоустойчивости, основанных на использовании интеллектуальных многоканальных антенн.

Литература

1. Максимов М. В. Защита от радиопомех. – М.: Сов. Радио, 1976. – С.214-234.
2. Lindmark B., Lundgren S., Sandford J. and Beckman C. Dual-Polarized Array for Signal-Processing Applications in Wireless Communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, Vol.46, No.6, pp.758–763.
3. Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. М.: Горячая линия - Телеком, 2004.- С 344-346.
4. Авторское свидетельство 1712993. Способ формирования провала в диаграмме направленности антенной решётки / Б.Д.Мануилов, К.Э.Сариев, В.М.Шабловский, В.А.Яковенко. – Бюл. изобр.№6 15.02.1992.
5. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: Сов. Радио, 1980. – 296 с.

ВЕКТОРНЫЙ СИНТЕЗ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С РЕГУЛЯРИЗИРУЮЩИМИ МНОЖИТЕЛЯМИ ЛАГРАНЖА

Мищенко С.Е., Старченко А.В.

Ростовский военный институт ракетных войск
им. Главного маршала артиллерии Неделина М.И.
344015, г. Ростов-на-Дону, ул. Нагибина 24/50,
e-mail: mihome@yandex.ru

The vector synthesis method of antenna array is suggested. The main distinction of the method consist in regularizing multiplier using. In array scalar synthesis rising of multiplier value allows to reduce the currents norm. For the antenna array vector synthesis problem it is need to find the optimal value of regularizing multiplier.

Введение. Синтез антенной решетки (АР) обычно рассматривается как задача формирования требуемого множителя направленности системы излучателей с идентичными амплитудной и поляризационной характеристиками [1]. При синтезе АР по требуемой векторной диаграмме направленности непрерывной и дискретной антенн конфигурация антенны выбирается таким образом, чтобы обеспечить возможность выполнения процедуры декомпозиции задачи векторного синтеза [1,2]. Однако условиям декомпозиции удовлетворяет достаточно узкий класс антенн [3]. В работе [4] предложен метод аппроксимационного векторного синтеза АР. Однако аппроксимационные методы синтеза могут приводить к трудно реализуемым на практике амплитудно-фазовым распределениям токов в антенне. Поэтому представляет интерес применение подхода [5], основанного на использовании регуляризирующих множителей Лагранжа, к решению задачи векторного синтеза АР.

Цель работы состоит в разработке метода векторного синтеза антенной решетки с использованием регуляризирующего множителя Лагранжа.

1. Метод решения задачи. Векторная диаграмма направленности N -элементной АР может быть связана с комплексными амплитудами возбуждения излучателей выражением вида:

$$F_{s'}(p) = g_{s'}^s \sum_{n=1}^N A_{(n)}^j f_{js(n)}(p); \quad j = 1, 2, \dots, J, \quad (1)$$

где J – число независимо управляемых входов в n -ом излучателе; латинские индексы s и s' с обычным правилом суммирования принимают значения 1, 2 и 3 и обозначают компоненты векторной ДН в базисе источников (без штриха) и в базисе наблюдения (штрихованные индексы); $f_{js(n)}(p)$ – векторная ДН n -го излучателя при возбуждении с j -го входа; p – точка наблюдения в дальней зоне; $g_{s'}^s$ – оператор переноса из базиса источников в базис наблюдения.

Рассмотрим задачу векторного синтеза данной АР в следующей постановке. Пусть известны:

- 1) векторные ДН излучателей, описываемые функциями $f_{js(n)}(p)$;
- 2) требования к заданной векторной ДН, заданные в базисе наблюдения комплексными функциями $F_{s'}^{(0)}(p)$.

Будем считать, что в качестве базиса наблюдения используется сферическая система координат. Это позволяет считать, что одна из компонент векторной ДН, например, $F_3(p) \equiv 0$.

Требуется найти комплексные амплитуды возбуждения излучателей АР, обеспечивающие минимум нормы тока

$$\sum_{j=1}^J \|A^j\| = \|A\| \rightarrow \min \quad (2)$$

при ограничениях на отклонения составляющих векторной ДН от составляющих заданной ДН в смысле выбранного функционала

$$\left\| F_{s'}^{(0)}(p) - F_{s'}(p) \right\| \leq \delta_{s'}, \quad (3)$$

где $\delta_{s'} > 0$.

По аналогии с [5] заменим ограничения в форме неравенств ограничениями-равенствами и запишем функцию Лагранжа в виде:

$$L = \left\| F_{1'}^{(0)}(p) - F_{1'}(p) \right\| + \lambda \left[\left\| F_{2'}^{(0)}(p) - F_{2'}(p) \right\| - \delta_{2'} \right] + \alpha [\|A\| - \Delta]. \quad (4)$$

Критическая точка функции Лагранжа определяется из решения системы уравнений вида:

$$\frac{\partial L}{\partial A_{(n)}^j} = \frac{\partial}{\partial A_{(n)}^j} \left[\left\| F_{1'}^{(0)}(p) - F_{1'}(p) \right\| + \lambda \left\| F_{2'}^{(0)}(p) - F_{2'}(p) \right\| + \alpha \|A\| \right] = 0; \quad (5)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \lambda} = \left\| F_{2'}^{(0)}(p) - F_{2'}(p) \right\| = 0; \quad (6)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_j} = \|A\| = 0. \quad (7)$$

Уравнения (6) в полученной системе уравнений (5)–(7) показывают равноценность первого и второго слагаемого. Это позволяет исключить из рассмотрения множитель Лагранжа λ и заменить уравнения (5)–(7) следующими:

$$\frac{\partial}{\partial A_{(n)}^j} \left[\left\| F_{1'}^{(0)}(p) - F_{1'}(p) \right\| + \alpha \|A\| \right] = 0; \quad (8)$$

$$\frac{\partial}{\partial A_{(n)}^j} \left[\left\| F_{2'}^{(0)}(p) - F_{2'}(p) \right\| + \alpha \|A\| \right] = 0. \quad (9)$$

Таким образом, сформулированная задача векторного синтеза сводится к решению системы уравнений (8), (9). При $\alpha = 0$ получим систему уравнений аппроксимационного синтеза. При $\alpha > 0$ на решение задачи синтеза будет оказывать норма амплитудно-фазового распределения в раскрыве решетки.

Пусть

$$\|A^j\| = \sum_{n=1}^N |A_{(n)}^j|^2; \quad (10)$$

$$\left\| F_{s'}^{(0)}(p) - F_{s'}(p) \right\| = \int_{\Omega} \left| F_{s'}^{(0)}(p) - F_{s'}(p) \right|^2 dp. \quad (11)$$

Тогда с учетом выражения (1) система уравнений (8), (9) примет вид:

$$\int_{\Omega} \left[g_{1'}^s f_{js(n)}(p) F_{1'}^{*(0)}(p) - g_{1'}^s f_{js(n)}(p) F_{1'}^{*(0)}(p) \right] dp + \alpha A_{(n)}^{j*} = 0; \quad (12)$$

$$\int_{\Omega} \left[g_{2'}^s f_{js(n)}(p) F_{2'}^{*(0)}(p) - g_{2'}^s f_{js(n)}(p) F_{2'}^{*(0)}(p) \right] dp + \alpha A_{(n)}^{j*} = 0. \quad (13)$$

Данная система уравнений содержит $N \times J$ неизвестных комплексных амплитуд возбуждения излучателей и $2N \times J$ уравнений, т.е. является переопределенной. Выбор значений α влияет на величину обусловленности псевдоквадратной матрицы системы уравнений (13), (14).

Если рассмотреть структуру матрицы системы уравнений (12), (13) более подробно, то можно увидеть, что она состоит из $2J$ блоков по $N \times N$ элементов. Диагональ каждого блока «подчеркивается» коэффициентом α .

В частном случае, когда $J=1$ и задача векторного синтеза может быть заменена скалярным синтезом, система уравнений (12), (13) совпадает с системой уравнений задачи синтеза в [5]. В соответствии с [5] увеличение значения α подчеркивает главную диагональ матрицы системы уравнений. При этом число обусловленности $N \times N$ матрицы при неизвестных постепенно приближается к единице, в результате норма тока уменьшается, но одновременно происходит «загрубление» модели АР.

В общем случае, как следует из системы (12), (13), рост величины α на некотором этапе приводит к увеличению числа обусловленности квадратной матрицы получаемой путем умножения прямоугольной матрицы системы уравнений (12), (13) на транспонированную. Это означает, что рост величины α должен быть ограничен.

2. Результаты численных исследований. В качестве примера была решена задача векторного синтеза 11-ти элементной АР скрещенных меридиональных диполей над идеально проводящим шаром. Радиус шара $\alpha = 6/k$, удаление диполей от центра $\beta = 7/k$. Шаг между излучателями $0,5\lambda$.

На рис. 1 приведена зависимость числа обусловленности ε от α при решении задачи синтеза. На рис. 2 показано изменение величины среднеквадратического отклонения (СКО) синтезированной ДН от заданной диаграммы при изменении величины α .

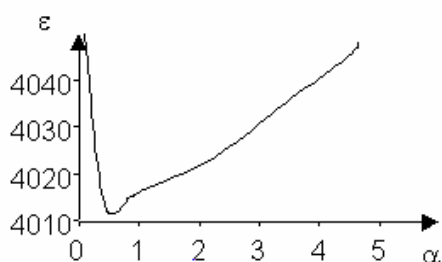


Рис. 1

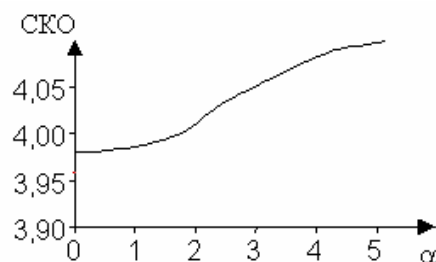


Рис. 2

Анализ рис. 1 и рис. 2 позволяет сделать вывод о том, что значение $\alpha = 0,75$, обеспечивает наилучшее приближение синтезируемой диаграммы направленности к заданной. Дальнейшее увеличение α приводит к быстрому росту СКО, т.е. увеличению расхождения между синтезированной и требуемой ДН.

На рис. 3 и рис. 4 представлены амплитудные распределения, найденные из решения системы уравнений (12), (13). Кривые 1 соответствуют значению $\alpha = 0,75$, кривые 2 – значению $\alpha = 0$.

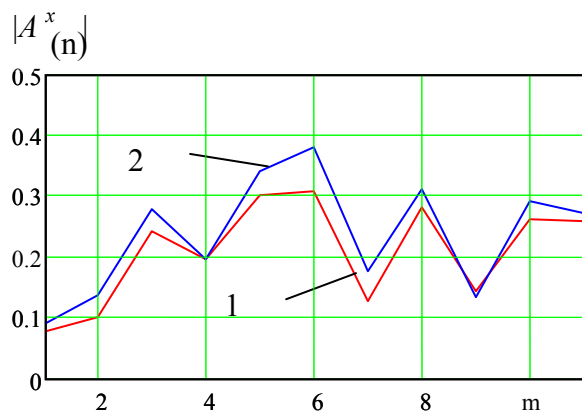


Рис. 3

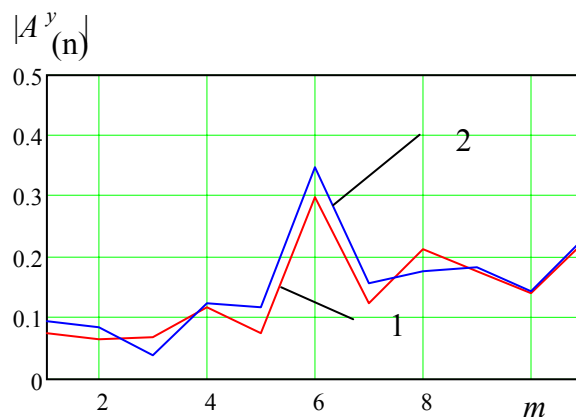


Рис. 4

Полученные результаты подтверждают, что увеличение множителя Лагранжа позволяет снизить норму распределения тока при решении задач векторного синтеза. Однако дальнейшее увеличение α в соответствии с рис. 1 и 2 приводит к сильному загроблению математической модели антенны.

Выводы. Таким образом, выбор регуляризирующего множителя α может быть осуществлен на основании требования минимальности числа обусловленности $NJ \times NJ$ элементной матрицы получаемый путем умножения прямоугольной матрицы системы уравнений (12), (13) на транспонированную. Это требование существенно отличает предлагаемый метод векторного синтеза от подхода, предложенного в [5].

Литература

1. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн. Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием М. «Сов. Радио» 1980, 296 с.
2. Мищенко С.Е. Амплитудно-фазовый синтез антенной решетки с излучателями из трех взаимноортогональных вибраторов // Радиотехника и электроника, 2003, Т.48, № 11, с. 1243-1246.
3. Мищенко С.Е. Условия декомпозиции задачи векторного синтеза антенной решетки произвольной геометрии // Радиоэлектроника, 2007, № 8, с.70-80.
4. Мищенко С.Е. Метод синтеза выпуклой антенной решетки по заданной векторной диаграмме направленности // Радиотехника, 2006, № 1, с.28-33.
5. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). М. «Сов. Радио», 1974, 232с.

СПОСОБ ЭКОНОМИИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ В МЕТОДЕ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ ПРИ ИМУЛЬСНОМ ВХОДНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Солдатенков В.П.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Республика Беларусь, 220013, Минск, ул. П.Бровки, 6

тел.: 8017-293-89-27, E-mail: vityal_s@tut.by

Discussion is presented for finite-difference time-domain method about causes that can do calculation of Fast Fourier Transformation too long. Way to reduction calculation time of electromagnetic field scattering has been offered when pulsed input signal is used. Also this method is useful to reduce required computer memory. Efficiency of under discussion algorithm is researched. Special attention has been paid to restriction, which is characteristic of present calculation scheme modification. The variant for comparison of scattering diagram calculation results for one frequency and pulsed input signals is introduced.

Введение. Одним из наиболее важных достоинств метода конечных разностей во временной области (КРВО) является то, что имеется возможность использования импульсных входных воздействий и получения решения в широкой полосе частот. Однако, по сравнению с монохроматическим входным сигналом, возникает проблема возрастания требуемых вычислительных ресурсов. Чтобы получить диаграмму рассеяния (ДР) на заданной длине волны λ необходимо на замкнутой поверхности интегрирования найти амплитуды и фазы всех касательных составляющих электромагнитного поля (ЭМП). Для этого производится вычисление быстрого преобразования Фурье (БПФ) от временных зависимостей данных составляющих. Даже в том случае, когда электрические размеры исследуемого рассеивающего объекта невелики, размеры массивов, содержащих информацию о временных зависимостях касательных компонент ЭМП, оказываются очень существенными. Кроме того, время вычисления БПФ значительно превышает продолжительность основного алгоритма КРВО. Таким образом, становится необходимым искать пути снижения вычислительных затрат.

Сущность. В обычной вычислительной схеме временной дискрет БПФ Δt равен шагу временной дискретизации метода КРВО δt . Пусть поверхность интегрирования имеет кубическую форму, т.е. состоит из 6 одинаковых граней. На каждой такой грани имеются по две электрических и магнитных составляющих ЭМП. Эти компоненты размещаются в соответствующих узлах сетки КРВО. Для каждого такого узла необходимо накапливать мгновенные значения тангенциальных составляющих ЭМП. Затем полученные временные зависимости последовательно используются в алгоритме БПФ для нахождения информации об амплитудах и фазах компонент ЭМП в каждом рассматриваемом узле КРВО.

Понятно, что при описанном вычислительном алгоритме требуется очень много компьютерной оперативной памяти, а вычисление БПФ происходит крайне долго. Вполне естественным способом решения данной проблемы явилось бы увеличение Δt . Очевидно, что возрастание Δt в K_Δ раз снижает требования к необходимой компьютерной оперативной памяти в такое же количество раз. Оценим получаемый выигрыш во времени вычислений. Если в схему БПФ вовлечено N_Δ элементов (временных отсчетов), то число вычислительных операций должно составлять $N_\Delta \log_2 N_\Delta$ [1]. Т.к. N_Δ обратно пропорционально Δt , то после некоторых преобразований можно получить, что время вычисления БПФ должно уменьшиться в следующее количество раз:

$$K_\Delta \frac{\log_2 N_\Delta}{\log_2 N_\Delta - \log_2 K_\Delta} \quad (1)$$

Следует отметить тот факт, что временной интервал T_Σ , на котором вычисляется БПФ, остается неизменным:

$$T_\Sigma = N_\delta \times \delta t = N_\Delta \times \Delta t = const \quad (2),$$

где N_δ – число временных шагов в методе КРВО, N_Δ соответствует данному Δt .

В целях проверки работоспособности алгоритма КРВО решена следующая задача. Рассмотрено двухпозиционное сечение рассеяния на конусе-сфере. Угол при вершине конуса равен 30° (рис. 1). Рассеиватель облучается с направления $\theta=0^\circ$ вертикально поляризованной плоской монохроматической электромагнитной волной (ЭМВ), имеющей компоненты E_y и H_x . Радиус основания конус-сферы равен $1/k$, где k – волновое число. На рис.1 показана нормированная бистатистическая эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) рассматриваемого рассеивателя в E -плоскости.

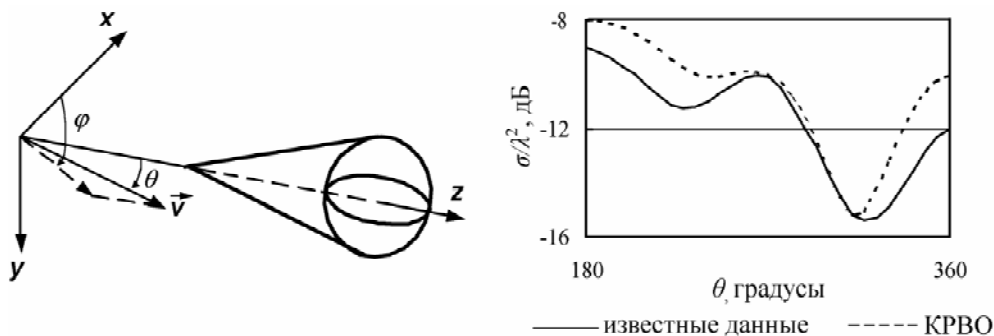


Рис. 1. Тестовая задача

Результат соответствует известным данным [2]. В дальнейших примерах рассматривается та же электродинамическая задача, но вместо монохроматической падающей волны используется входное воздействие, имеющее форму гауссова импульса с длительностью по уровню 0,1 (τ_n) равной $48\delta t$.

На рис. 2 показана временная зависимость касательной Y -компоненты электрического поля в центре одной из граней поверхности интегрирования и амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) данной временной зависимости.

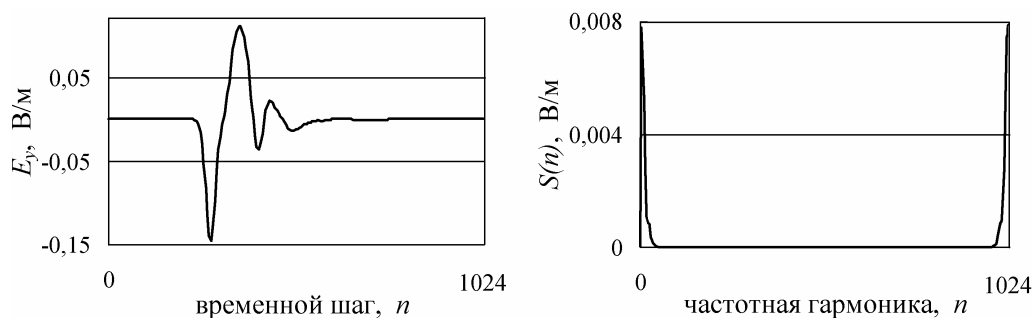


Рис. 2. Касательная составляющая ЭМП и ее АЧХ при обычном дискрете БПФ ($\Delta t = \delta t$).

Представленный результат соответствует БПФ с $K_\Delta=1$. Ряд спектральных составляющих, получаемый при нахождении БПФ, симметричен относительно номера $N_\Delta/2$. Минимум вычислительных ошибок можно ожидать лишь тогда, когда две половины АЧХ не перекрываются, что для рассматриваемого случая практически выполняется.

На рис.3 представлен график мгновенных значений той же компоненты ЭМП в том же самом узле сетки КРВО. Однако теперь дискрет БПФ увеличен в 16 раз ($K_\Delta=16$). Как и следовало ожидать, при постоянном T_Σ , и увеличенном Δt возникает проблема частичного наложения двух симметричных половин АЧХ друг на друга. Как результат, происходит искажение гармонических составляющих, в первую очередь высокочастотных.

На практике конечный результат (например, точность расчета ЭМП в дальней зоне) оказывается более важным, чем искажение АЧХ касательных составляющих ЭМП.

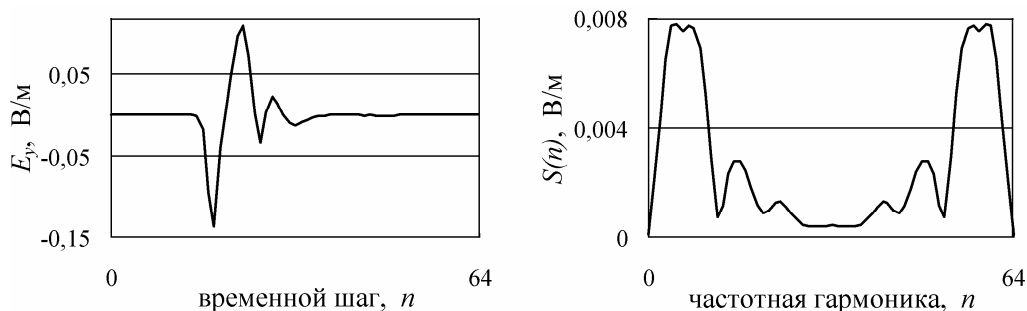


Рис. 3. Касательная составляющая ЭМП и ее АЧХ при увеличенном дискрете БПФ ($\Delta t=16\delta t$)

В целях контроля правильности вычисления ДР воспользуемся понятием истинной относительной погрешности:

$$S_r(\theta) = ((S_p(\theta) - \bar{S}_m(\theta)) / \bar{S}_m(\theta)) \times 100\%, \quad (3)$$

где $S_p(\theta)$ – ДР для импульсной ЭМВ; $\bar{S}_m(\theta)$ получается из ДР для монохроматической ЭМВ $S_m(\theta)$, приведенной к $S_p(\theta)$ по следующему правилу:

$$\bar{S}_m(\theta) = S_m(\theta) + S_p(0^\circ) - S_m(0^\circ), \quad (4)$$

На рис. 4 показаны усредненные по множеству углов θ значения относительной погрешности вычисления ДР (S_{r0}) и время, затраченное на расчет БПФ при разных значениях K_Δ .

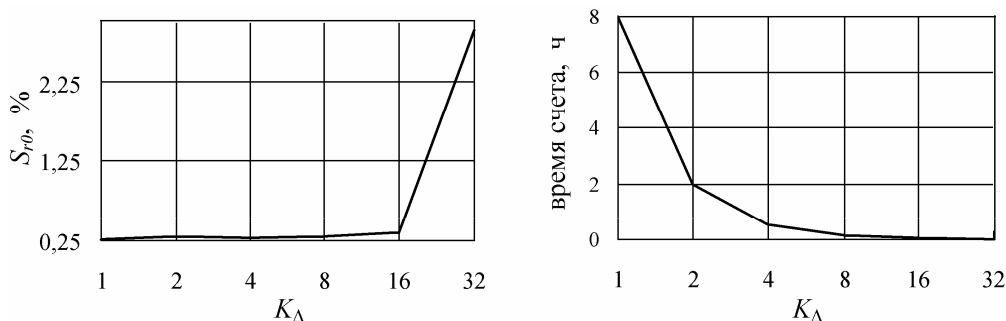


Рис. 4. Влияние увеличения дискрета БПФ на ошибки и время расчета ДР

Для расчетов использовался компьютер, имеющий тактовую частоту порядка 2 ГГц. Проведенное исследование подтвердило возможность и эффективность увеличения Δt .

Выводы. Увеличение дискрета БПФ является оптимальным решением данной проблемы. Объясняется это простотой программной реализации, существенной экономией компьютерной оперативной памяти, стремительным возрастанием быстродействия процедуры БПФ, незначительным ростом погрешности расчета ЭМП в дальней зоне.

Увеличивать дискрет БПФ более определенной величины нецелесообразно. Это обстоятельство связано с резким возрастанием ошибок вычисления ДР.

Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. школа, 2003, 462 с.
2. Вычислительные методы в электродинамике. Под. ред. Р.Митры. – М.: Мир, 1977, 485 с.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ АНТЕНН С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ УПРАВЛЯЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Сидоров Я.Г.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. основ радиотехники, тел. (057) 702-14-30,

E-mail: yaroslav.sydorov@gmail.com, тел. (8057) 340-66-08

In the given report reconfigurable antennas mathematical model considering nonlinear characteristics of steering elements is proposed. This model allows to analyze this type of antennas considering nonlinear effects arising in them. It is shown, that the considering of steering elements specificity leads to simplification of the general model. The reconfigurable antenna element constitutive equations, allowing to define its nonlinear mode, are offered.

В последнее время в современных системах беспроводной связи наблюдается все больший интерес к реконфигурируемым антеннам [1]. Под реконфигурируемой антенной понимается устройство, в состав которого входят излучающая структура (ИС) и сосредоточенные элементы с управляемыми характеристиками, наличие которых позволяет изменять распределение тока в ИС и, как результат, характеристики антенны (входной импеданс, характеристику направленности, рабочую полосу частот и т.п.). Применение реконфигурируемых антенн предоставляет возможность существенного увеличения емкости сети связи, снижения межканальной интерференции из-за уменьшения излучаемой мощности, улучшения прохождения сигналов в каналах с замираниями. В результате, при разработке новых стандартов связи (например, IEEE 802.16-2004) предусматривается наличие встроенных средств поддержки таких антенн. Реконфигурируемые антенны также могут использоваться в качестве элементов адаптивных антенных решеток (ААР). На практике характеристики различных элементов ААР могут отличаться даже тогда, когда все антенные элементы идентичны и одинаково ориентированы в пространстве, например, при размещении ААР на подвижном объекте [2]. В данном случае различие характеристик направленности отдельных антенных элементов обусловлено разным влиянием поверхности объекта на различные антенные элементы, что приводит к ухудшению параметров антенной системы. Одним из возможных способов устранения данного эффекта является применение в качестве элементов ААР реконфигурируемых антенных элементов (РАЭ). РАЭ представляет собой излучающую структуру, в которую включены управляющие сосредоточенные элементы (как правило, переключатели), изменяя параметры которых можно варьировать распределением тока в излучающей системе тем самым изменяя электрическую конфигурацию АЭ и, следовательно, его характеристики [3].

Разработанные к настоящему времени модели РАЭ в большинстве своем представляют собой линейные модели, не учитывающие нелинейности характеристик переключающих элементов, которые оказывают существенное влияние на функционирование современных средств связи [4].

В данной работе предлагается нелинейная модель РАЭ, которая позволяет анализировать характеристики таких антенн с учетом возникающих в них нелинейных эффектов. Она основывается на модели антенн с нелинейными элементами (АНЭ), предложенной в [5,6]. Показано, что учет специфики РАЭ (непосредственное включение переключающих элементов в излучающую структуру и учет их нелинейных свойств) приводит к более простым моделям компонентов антенного элемента и, как результат, к упрощению общей модели АНЭ. Приводятся уравнения состояния РАЭ, позволяющие определить его нелинейный режим, и соотношения для определения параметров многополюсников, входящих в его схему.

Для исследования нелинейных эффектов в антеннах необходимо применять комплексный подход, учитывающий особенности схемы антенны с нелинейными элементами, параметры всех ее элементов, условия возбуждения антенны, т.е. антенна должна моделироваться совместно с нелинейными элементами (НЭ) как единое устройство с нелинейными характеристиками [6]. Целью анализа является определение спектрального со-

става отклика исследуемого устройства в зависимости от характера и уровня внешнего воздействия, характеризуемого вектором входных воздействий, компоненты которого в общем случае описывают возбуждение антенны как электромагнитным полем со стороны внешнего пространства, так и другими источниками (внешними генераторами). Отклик антенны характеризуют вектором выходных параметров, компонентами которого являются величины, описывающие связь антенны с пространством и внешними устройствами (приемниками, генераторами).

Общий подход к формированию математической модели РАЭ описан в [6]. Первым шагом при построении математической модели РАЭ является выбор его схемы, которая была бы пригодна для описания широкого круга реконфигурируемых антенн и возникающих в них нелинейных эффектов. Опишем обобщенную схему рассматриваемого нами приемного РАЭ (рис.1), учитывающую свойства нелинейных элементов, которыми в нашем случае являются переключающие элементы. В ней присутствуют линейная и нелинейная подсхемы. Линейная подсхема представляется в виде соединения трех блоков. В качестве первого блока выступает излучающая система. Во втором блоке объединены линейные элементы моделей переключающих элементов, входящих в нелинейную подсхему, и линейные элементы согласующих цепей, входящих в состав РАЭ. В третьем блоке объединены устройства, которые являются внешними по отношению к РАЭ. В нашем случае это полезная нагрузка, так как рассматривается приемная антенна. Нелинейной подсхеме и линейным блокам поставлены в соответствие некоторые многополюсники: нелинейной подсхеме – нелинейный многополюсник НМ, а излучающей системе, блоку линейных элементов РАЭ, блоку внешних устройств – линейные многополюсники ЛМ-1, ЛМ-2 и ЛМ-3 соответственно. Так как многополюсники ЛМ-1 и ЛМ-3 линейные, то режимы их входов и, соответственно, режимы соединяемых с ними входов линейного многополюсника ЛМ-2 целесообразно характеризовать в терминах падающих и отраженных волн. Количество входов ЛМ-3 зависит от числа линий, соединяющих выходы РАЭ с ЛМ-3, а также от числа типов колебаний, существующих в каждой из линий. Для нашего случая будем считать, что ЛМ-3 имеет один вход.

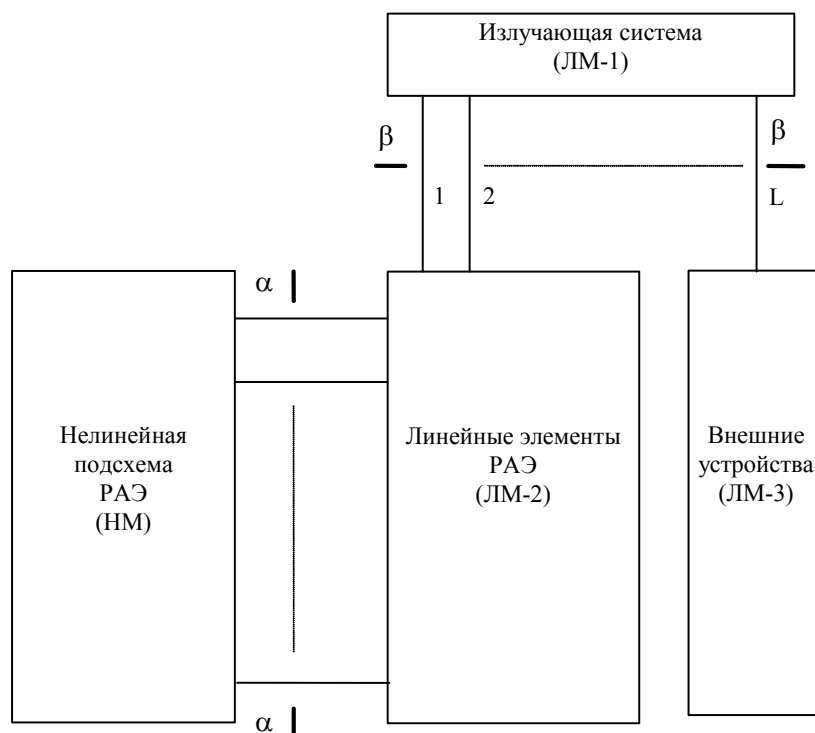


Рис. 1. Обобщенная схема реконфигурируемого антенного элемента совместно с внешними устройствами

Детальное описание нелинейного многополюсника изложено в [6]. Для нашего случая полагаем, что многополюсник нелинейных элементов представляет собой 2M-полюсник, режимы входов которого описываются во временной области векторами токов и напряжений. Внешние параметры НМ связаны между собой системой компонентных уравнений, которые описывают связь между ними в момент времени t .

Выбор и описание математической модели излучающей системы подробно рассмотрены в [6]. В соответствие излучающей системе поставлен многополюсник с 2L входами. Одна группа входов многополюсника характеризует связь излучателя со свободным пространством. В качестве второй группы входов многополюсника рассматриваются конкретные сечения линий передачи, соединяющих излучатель с остальной схемой РАЭ (многополюсниками ЛМ-2 и ЛМ-3). В качестве независимых переменных, характеризующих электрический режим на этих входах многополюсника, выбраны векторы комплексных амплитуд нормированных падающих и отраженных волн в линиях передачи. Далее следует соединить многополюсник ЛМ-1 с многополюсником нагрузок ЛМ-3. Для этого сечение $\beta - \beta$ разделяется на два сечения - $\beta' - \beta'$ и $\gamma - \gamma$. Сечение $\beta' - \beta'$ содержит $L - 1$ входов, соединяющих ЛМ-1 с ЛМ-2, а сечение $\gamma - \gamma$ - содержит один вход, соединяющий ЛМ-1 с ЛМ-3. Тогда модифицированную модель для сечения $\beta' - \beta'$ можно представить в виде

$$\begin{pmatrix} \mathbf{b}^{\beta'} \\ \mathbf{u}_r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'} & \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta} \\ \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\beta'} & \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\delta\delta} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{a}^{\beta'} \\ \mathbf{u}_{mc} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Далее необходимо перейти от векторов комплексных амплитуд нормированных падающих и отраженных волн к векторам нормированных токов и напряжений. Для этого в сечении $\beta' - \beta'$ в рассмотрение вводится многополюсник, представляющий собой набор отрезков линий передачи нулевой длины, который описывается смешанной матрицей $\mathbf{Q}(\omega)$. Далее получим смешанную матрицу для системы, полученной в результате соединения модифицированного многополюсника излучающей системы, описываемого матрицей $\overline{\overline{\mathbf{S}}}$, и многополюсника, состоящего из отрезков линий передачи нулевой длины. Подробно методика определения такой матрицы описана в [6]. Так как токи и напряжения связаны между собой через матрицу сопротивлений, то полученное выражение можно представить в виде

$$\mathbf{u}^{\beta'} = \overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta'\beta'} \cdot \mathbf{i}^{\beta'} + \boldsymbol{\Psi}, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} \overline{\overline{\mathbf{Z}}}_{\beta'\beta'} &= (\mathbf{E} - \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'})^{-1} \cdot (\mathbf{E} + \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'}), \\ \boldsymbol{\Psi} &= (\mathbf{E} - \overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\beta'})^{-1} \cdot 2\overline{\overline{\mathbf{S}}}_{\beta'\delta} \mathbf{u}_{mc}. \end{aligned}$$

Далее подсоединим к системе многополюсник ЛМ-2 с размерностью $2N$, который описывает линейные элементы моделей переключающих элементов, входящих в нелинейную подсхему, и линейные элементы согласующих цепей, входящих в состав РАЭ. ЛМ-2 соединяется с нелинейным многополюсником в сечении $\alpha - \alpha$. Режимы групп входов многополюсника ЛМ-2 будем характеризовать векторами нормированных токов и напряжений. Он состоит из идентичных четырехполюсников и описывается матрицей импедансов \mathbf{Z}^S

$$\mathbf{Z}^S = \begin{bmatrix} \left\{ \mathbf{Z}_{\beta'\beta'}^S \right\} & \left\{ \mathbf{Z}_{\beta'\alpha}^S \right\} \\ \left\{ \mathbf{Z}_{\alpha\beta'}^S \right\} & \left\{ \mathbf{Z}_{\alpha\alpha}^S \right\} \end{bmatrix}.$$

В результате выражение (2) преобразуется к виду

$$\mathbf{u}^\alpha = \mathbf{Z}_{\alpha\alpha}^\Sigma \cdot \mathbf{i}^\alpha + \boldsymbol{\Psi}^\Sigma. \quad (3)$$

Соотношение (3) представляет собой полный закон Ома в матричной форме, из чего следует, что в данном случае \mathbf{Z} - это матрица собственных и взаимных сопротивлений

линейной подсхемы со стороны сечений $\alpha - \alpha$, а Ψ - вектор, описывающий источники ЭДС, пересчитанные к этим сечениям.

Представленные выше выражения позволяют перейти к составлению уравнений состояния. В дальнейшем они также могут быть использованы для расчета параметров РАЭ. Для получения уравнений состояния системы, представленной на рис.1, воспользуемся методикой, предложенной в [6]. В качестве переменной состояния выбирается $\mathbf{i}^\alpha(\omega)$. Связь между векторами $\mathbf{u}_{NL}^\alpha(t)$ и $\mathbf{i}_{NL}^\alpha(t)$ можно записать в виде

$$\mathbf{i}_{NL}^\alpha(t) = \Re\{\mathbf{u}_{NL}^\alpha(t)\}. \quad (4)$$

Преобразуем выражение (4) к более удобному виду:

$$\mathbf{i}^\alpha(t) + \Re\{\mathbf{u}^\alpha(t)\} = 0. \quad (5)$$

Если в качестве переменных состояния выбрать вектор $\mathbf{I}^\alpha(v_n)$, то уравнение состояния РАЭ во временной области имеет вид:

$$\mathbf{F}(\mathbf{I}^\alpha(v_n), t) = \sum_{n=-N}^N \delta_n \mathbf{I}^\alpha(v_n) e^{jv_n t} + \Re\left\{ \sum_{n=-N}^N \delta_n \tilde{\mathbf{Z}}_{\alpha\alpha}^\Sigma \mathbf{I}^\alpha(v_n) e^{jv_n t} + \Psi^\Sigma(t) \right\} = 0. \quad (6)$$

Решение этого уравнения позволяет найти переменные состояния и перейти к определению вектора выходных параметров РАЭ. Определим систему выходных уравнений РАЭ. Отклик РАЭ может зависеть от уровня входного воздействия, а также в нем могут содержаться новые частотные составляющие, так как в составе РАЭ присутствуют нелинейные элементы, что приводит к необходимости описания РАЭ большим числом параметров, чем традиционные антенны, которые являются линейными устройствами. Система выходных уравнений РАЭ в матричной форме имеет вид:

$$\begin{pmatrix} b_\gamma(v_n) \\ \mathbf{u}_r(v_n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{z}_{\beta'\alpha}^T & \mathbf{z}_{\beta'\delta}^T \\ \mathbf{z}_{\delta\alpha}^\Sigma & \mathbf{z}_{\delta\delta}^\Sigma \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{i}^\alpha(v_n) \\ \mathbf{u}_{inc}(\omega_k) \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Это соотношение является матричной записью системы выходных уравнений и описывает реакцию РАЭ в сечениях $\gamma - \gamma$ и $\delta - \delta$ на заданные входные воздействия.

Таким образом, для предложенной нелинейной модели РАЭ, учитывающей свойства переключающих элементов, получены уравнения состояния, позволяющие определить его нелинейный режим, и соотношения для определения параметров многополюсников, входящих в его схему.

Литература

1. Ягофаров Т. IDF Spring 2007: репортаж из столицы Подне-бесной // Компьютерное Обозрение. 2007. № 17-18 (586). С. 24-39.
2. Марчук Л.А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. ВАС.- 1991. – 136 с.
3. Huff G.H., Feng J., Zhang S., Cung G., Bernard J.T. Directional Reconfigurable Antennas on Laptop Computers: Simulation, Measurement and Evaluation of Candidate Integration Positions // IEEE Trans. on AP. – 2004. – Vol. 52. – No. 12. – pp. 3220-3227.
4. RF Technologies for Low Power Wireless Communications // Ed. by T.Itoh, G.Haddad, J.Harvey. – N.Y.: J. Willey & Sons, 2001. – 468 p.
5. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И. Антенны с нелинейными элементами. – Глава 10 в кн. Справочник по антенной технике // Под ред. Л.Д.Бахраха и Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997. – с. 207-234.
6. Лучанинов А. И., Шифрин Я. С. Математическая модель антенны с сосредоточенными нелинейными элементами // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 9. С. 3-21.

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ РАМОЧНЫХ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ В СОСТАВЕ ГРУППЫ

Чекан С.А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Республика Беларусь, 220013, Минск, ул. П.Бровки, д.6,
кафедра антенн и устройств СВЧ, тел.: +375(17) 2938927;

E-mail: chekans@rambler.ru

With use of a method of integral equations performances and loop aerial parameters in a regime of transfer as a part of group numerically are analysed. Agency of the passive loop aerial on performances active is explored. The analysis of isolation ratio between interrelating antennas is carried out.

Введение. Цель работы – исследовать характеристики и параметры рамочной антенны в режиме передачи, расположенной в составе группы, а также степень взаимодействия между рамочными антеннами. Анализ характеристик и параметров антенны в составе группы требуется проводить при решении ряда задач электромагнитной совместимости. В ряде случаев рамочные антенны расположены в группах и взаимодействуют между собой через ближнее поле, что приводит к изменению их характеристик и параметров. В качестве основного параметра, характеризующего влияние антенн друг на друга, используется коэффициент развязки. Это величина, равная отношению мощности на входе активной рамочной антенны к мощности на входе пассивной рамочной антенны, выраженная в децибелах. Исследуется коэффициент развязки при различных случаях взаимного расположения взаимодействующих антенн.

Метод численного анализа. Расчет проволочных антенн предполагает решение двух задач – внутренней и внешней. Внутренняя задача заключается в нахождении распределения тока в проводниках антенны по заданным их форме и размерам, длине волны и заданному способу возбуждения. По распределению тока может быть найдено входное сопротивление антенны. Зная распределение тока в проводниках антенн, можно вычислить коэффициент развязки между этими взаимодействующими антеннами. Внешняя задача заключается в определении поля излучения антенны в дальней зоне, по которому определяются диаграмма направленности, коэффициент направленного действия, поляризационные параметры антенны в режиме передачи.

Для решения внутренней задачи в работе использовался метод интегральных уравнений. Используется интегральное уравнение Поклингтона для тока в тонком проводнике [1]. Интегральное уравнение сводилось к системе линейных алгебраических уравнений методом Галеркина с использованием кусочно-постоянных функций в качестве базисных и весовых. В результате численного решения системы линейных алгебраических уравнений для тока в проводнике определяется ток в каждом сегменте. По распределению тока в проводнике и заданному напряжению в зазоре возбуждения определяется входное сопротивление. По распределению тока и геометрии проводника численно определяются поле проводника в пространстве в любой зоне и основные характеристики и параметры антенны – диаграмма направленности, коэффициент направленного действия.

Численное исследование проводилось с помощью разработанной программы численного моделирования проволочных антенн, в которой реализована математическая модель проволочной антенны в режиме излучения.

Вначале проводилась оптимизация конструкции одиночной рамочной антенны – рис.1А. Подбирались размеры проводников таким образом, чтобы была равна нулю реактивная часть входного сопротивления антенны, а активная была равна 50 Ом. Исследовалась рамочная антенна с двойной рамкой, длина периметра каждой рамки близка к длине волны. Рамки соединены параллельно и расположены в одной плоскости.

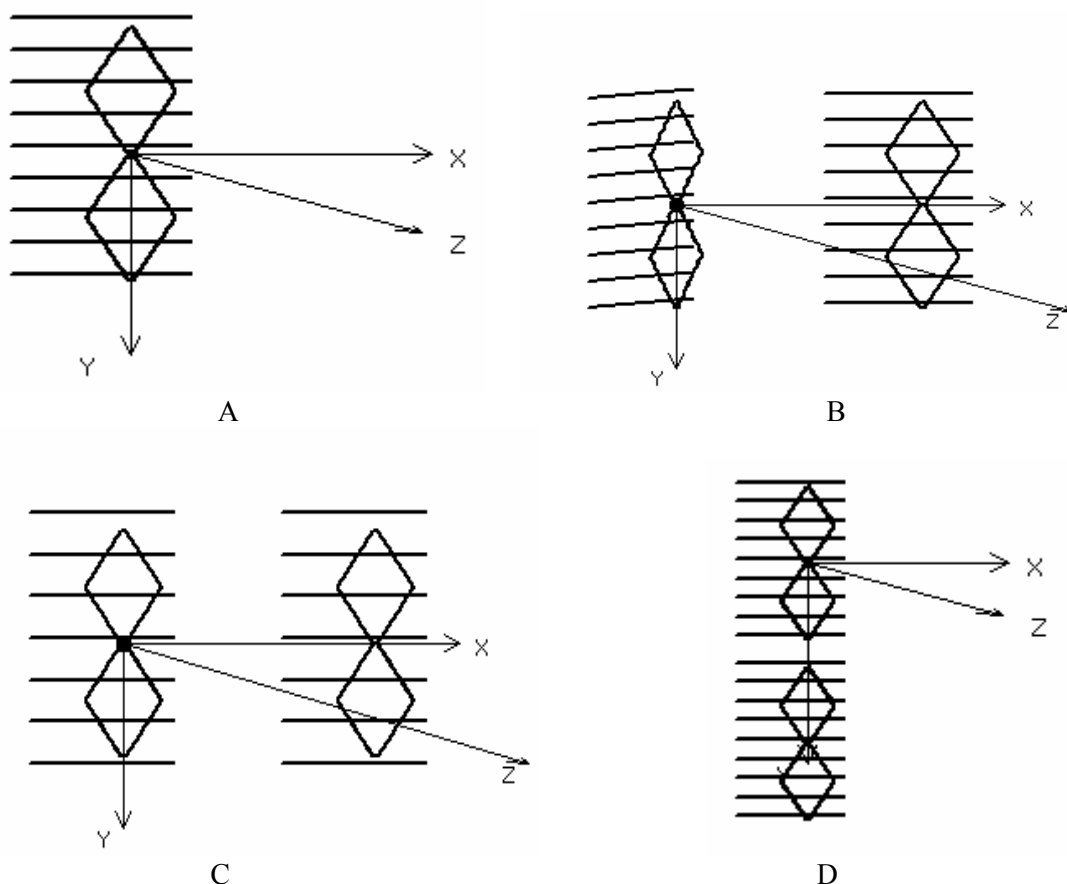


Рис. 1. Анализируемые конструкции

В процессе численного моделирования изменялись следующие размеры рамочной антенны:

рефлектор в виде системы параллельных проводников с размером в плоскости XZ (плоскости E) – De ; расстояние между плоскостью рефлектора и рамкой – Dz ; расстояние между проводниками рефлектора – d ; число проводников рефлектора – Nr ;

в рамках изменялся зазор возбуждения – Lv , длина стороны – Lp и угол при вершине – β .

Геометрия рамочной антенны была оптимизирована на частоте 300 МГц, на которой проводились все исследования.

Исследовалось взаимодействие двух рамочных антенн при различном взаимном расположении – антенны располагались в плоскости E (рис. 1C), в плоскости H (рис. 1D), а также при разном угле между их осями при первоначальном взаимном расположении в плоскости E (рис. 1B). В каждом из этих случаев исследовался коэффициент развязки между антеннами, а также параметры активной рамочной антенны.

Результаты численного анализа. Оптимизированная рамочная антенна имеет следующие размеры: $Lv=16$ мм; $Lp=252$ мм; $\beta=68^\circ$; $Nr=9$; $d=106$ мм; $De=600$ мм; $Dz=150$ мм; радиус всех проводников антенны 3 мм. Диаграммы направленности в плоскостях E и H антенны показаны на рис.2. На рисунке приведены также значения коэффициента усиления (G), отношения коэффициента усиления в прямом и обратном направлениях (F/B), активной и реактивной частей входного сопротивления (R, X) и коэффициента стоячей волны в линии с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом.

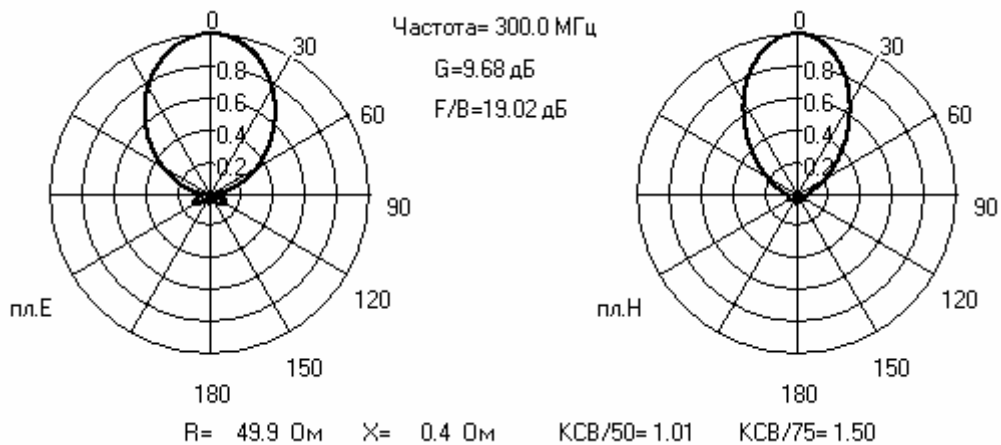


Рис. 2. ДН изолированной рамочной антенны

При расположении в ближней зоне второй (пассивной) рамочной антенны такой же геометрии, расположенной по отношению к активной антенне в плоскости Е (рис. 1С, расстояние между центрами антенн $D=0,7 \lambda$), диаграмма направленности активной рамочной антенны искажается. Главный максимум отклоняется от пассивной антенны (рис. 3), уменьшается коэффициент усиления в направлении, перпендикулярном плоскости рамки.

На рис.4 показана зависимость коэффициента развязки активной рамочной антенны в присутствии пассивной рамочной антенны такой же геометрии от волнового расстояния между ними D/λ . Показаны две зависимости при расположении антенн друг относительно друга в плоскости Е и в плоскости Н. Как видно, с увеличением волнового расстояния между взаимодействующими антеннами коэффициент развязки увеличивается, соответственно при этом уменьшается влияние пассивной антенны на характеристики активной.

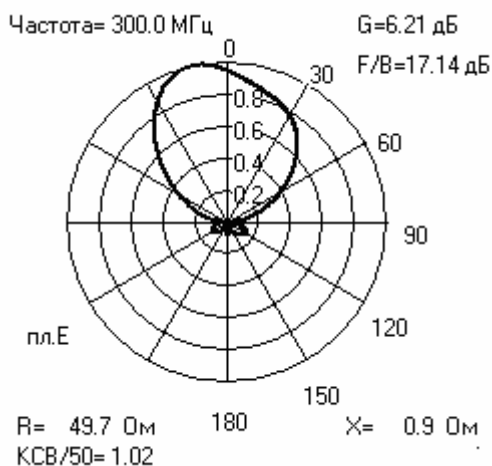


Рис. 3. ДН в плоскости Е

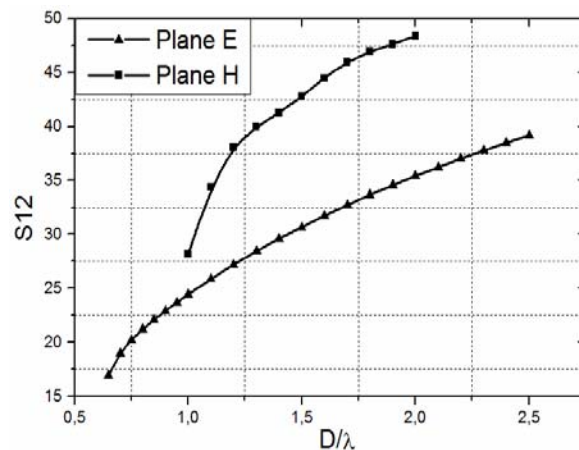


Рис. 4. Зависимость коэффициента развязки S_{12} от D/λ

Взаимодействие между антеннами в плоскости Е сильнее, чем в плоскости Н. На рис. 5 показан график зависимости коэффициента развязки (КР) от М - отношения между размерами взаимодействующих антенн. Расстояние между центрами антенн равно λ , антенны расположены в плоскости Е. На рис.6 показана аналогичная зависимость при расположении антенн в плоскости Н. Как видно из этих зависимостей, наименьший ко-

эффицент развязки, следовательно, наибольшее взаимодействие наблюдаются при одинаковых размерах взаимодействующих антенн.

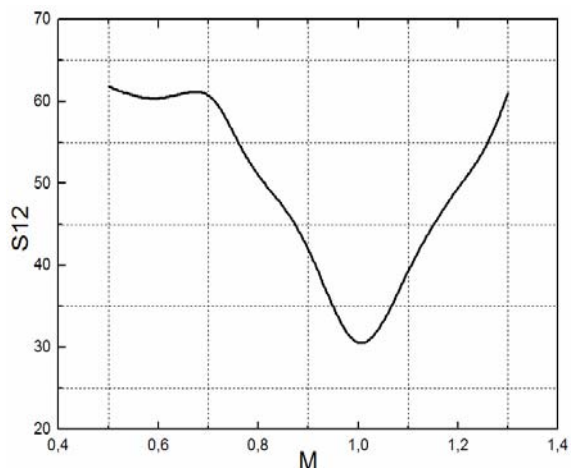


Рис. 5. Зависимость КР от М, пл. Е

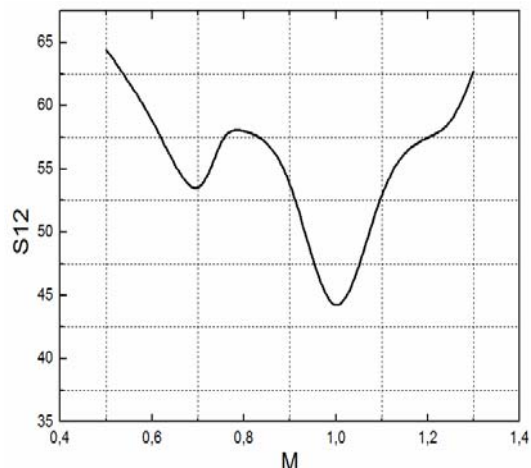


Рис. 6. Зависимость КР от М, пл. Н

На рис. 7 показана зависимость коэффициента развязки от угла между осями взаимодействующих антенн. В этом пункте исследований пассивная рамочная антенна первоначально располагалась в плоскости Е на расстоянии λ по отношению к активной рамочной антенне. Проводился поворот активной антенны вокруг оси ОУ (рис. 1В).

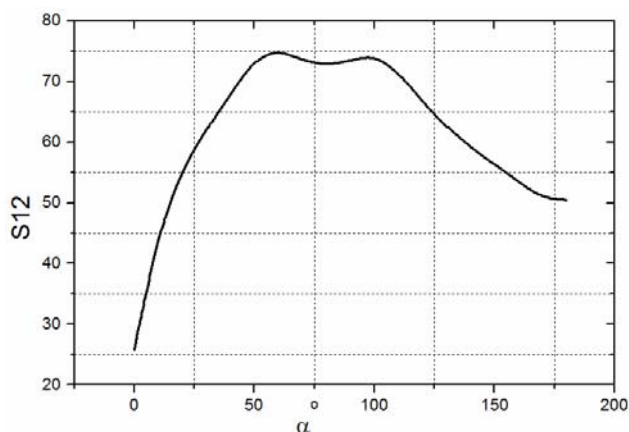


Рис. 7. Зависимость КР от угла между осями антенн

Выводы. Методом интегральных уравнений исследовано влияние пассивной рамочной антенны на характеристики активной рамочной антенны в случае их взаимного расположения в составе группы в ближней зоне. Показано, что взаимодействие двух рамочных антенн сильнее при их расположении в плоскости Е. Минимальный коэффициент развязки имеет место при одинаковых размерах рамочных антенн, т.е. рассчитанных на одну и ту же среднюю частоту. Взаимодействие рамочных антенн проявляется в заметном изменении их диаграммы направленности, коэффициента усиления и незначительном изменении входного сопротивления. Степень изменения параметров активной рамочной антенны увеличивается с уменьшением волнового расстояния между антеннами.

Литература

1. Вычислительные методы в электродинамике. Под. ред. Р.Митры. – М.: Мир, 1977, 485 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОДУЛЬНОЙ 10-ЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Чистюхин В.В., Лялин К.С., Орешкин В.И., Чиркунова Ж.В.

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)»

124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д.5, кафедра МРТУС,

Тел. (+7 495) 530-95-41, e-mail: mrtus@miee.ru

This report proposes research results under designing of 2.4 – 2.45 GHz multibeam modular 12-element Digital Antenna Array (DAA or Smart Antenna). Problems such as quadrature division method choosing, ADC parameter analysis and element parts selection for DAA which occur during DAA design process and their overcoming results are presented. In conclusion the appearance of DAA are presented too.

Введение. В настоящее время бурными темпами идет развитие беспроводных систем связи и беспроводных сетей передачи данных. Одними из основных проблем являются ограниченное использование частотных ресурсов и вопросы помехозащищенности радиоканалов. Решением проблем такого рода может выступать использование технологий пространственного разделения каналов, на базе цифровых антенных решеток (ЦАР) с возможностью цифрового диаграммообразования (ЦДО).

ЦАР представляет собой антенную решетку, в которую интегрированы цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, а также процессор, которые решают задачу анализа и обработки сигнала и радиообстановки в целом с последующим построением необходимой диаграммы направленности (ДН) для адаптивного подавления помех и пространственного разделения каналов. В конечном итоге, путем решения этих проблем ЦАР позволяет улучшить характеристики покрытия и увеличить емкость сетей передачи данных.

Основная часть. В данном докладе рассмотрена система адаптивного приёма с пространственным разделением сигналов на базе многолучевой цифровой антенной решётки (ЦАР) диапазона частот 2400...2450 МГц. В качестве макета системы адаптивного приёма была выбрана 12-тиэлементная 10-лучевая антенная решётка, принимающая сигналы от 10 независимых приёмопередатчиков. Для решения задачи пространственного разделения пользователей необходимо сформировать 10 независимых лучей, другими словами необходимо реализовать алгоритм получения диаграммы направленности заданной формы. Проектируемая 12-элементная решетка состоит из трех независимых 4-элементных модулей, что предполагает возможность наращивания количества элементов или использование каждого из модулей отдельно.

Задача создания 10 лучей на сегодняшний день крайне трудно реализуема в АФАР, поскольку требует параллельного подключения 10 высокочастотных фазовращателей, что приводит к падению уровня входного сигнала как минимум на 10 дБ, по каждому каналу, и необходимости создания сложной системы управления. В ЦАР падение усиления по каждому лучу не происходит, поскольку разделение каналов осуществляется посредством копирования цифрового кода без потерь уровня.

Прежде всего, при разработке подобной системы необходимо определиться с частотой дискретизации сигнала и схемой канала ЦАР, поскольку от них напрямую зависит элементная база системы. Например, схема, в которой сигнал дискретизируется на промежуточной частоте, потребует более быстрого АЦП, а схема с дискретизацией на низкой частоте не так требовательна к АЦП, но требует максимальной идентичности каналов, чего при использовании аналоговых устройств в канале не легко добиться. Кроме выбора частоты, также следует определить, где будет происходить выделение квадратурных составляющих, до или после оцифровки сигнала.

Рассмотрим два наиболее общих способа получения квадратурных составляющих:

- получение квадратур аналоговыми средствами и далее преобразование каждой из квадратур в цифровой вид с помощью аналого-цифрового преобразования;
- выполнение аналого-цифрового преобразования, и разделение на квадратуры в цифровом виде.

Построение цифрового приемника с разделением квадратур аналоговыми средствами имеет свои недостатки:

- из-за применения аналоговых смесителей и фильтров трудно получить одинаковые характеристики для двух квадратур;
- нарушается ортогональность преобразования, вследствие возможной нестабильности синтезаторов;
- неравномерность фазовой характеристики из-за наличия нелинейных элементов.

В данном случае требования к скорости преобразования АЦП невысокие и в основном определяются шириной информационного спектра.

Вариант построения цифрового приемника с разделением квадратур цифровыми средствами лишен недостатков предыдущей схемы, и предоставляет широкий спектр возможностей по цифровой обработке сигнала, а вследствие того, что цифровой фильтр обладает значительно большей по сравнению с аналоговым фильтром крутизной, это позволяет с большей точностью выделять сигнал цифровыми методами. Но такая схема требует применения широкополосного быстродействующего АЦП и быстродействующих схем цифровой обработки.

Учитывая вышесказанное, важной задачей является выбор АЦП, используемых в системе. Искажение сигнала при оцифровывании напрямую зависит от параметров АЦП. Поэтому, при проектировании ЦАР проводилось исследование, с целью определить минимальное количество уровней квантования необходимое для оцифровки сигнала с минимальными искажениями. Кроме того, на требуемую величину количества уровней квантования влияет количество элементов решетки, поэтому при проектировании антенны следует помнить, что для достижения заданного динамического диапазона может потребоваться большее количество уровней квантования, при уменьшении количества элементов решетки.

Для создания прототипа 10-лучевой ЦАР была выбрана схема разделения квадратурных сигналов аналоговыми средствами на видео частоте, с целью удешевить конструкцию благодаря использованию более дешевых АЦП и процессора.

Кроме того, при создании ЦАР необходимо отслеживать амплитудно-фазовый разброс между каналами, возникающий из-за не полной идентичности аналоговой части канала с последующей компенсацией искажений при помощи внесения в цифровые данные дополнительных коэффициентов. Именно такая схема калибровки была реализована в разработанном прототипе.

Посредством разложения входного сигнала на две квадратурные I и Q составляющие решается задача представления входных сигналов в виде комплексных величин в цифровой диаграммообразующей схеме, которые именно в таком виде проходят дальнейшую обработку и умножаются на весовые коэффициенты. Задача получения квадратурных составляющих была эффективно решена использованием квадратурных демодуляторов, которые позволяют получать низкочастотные квадратурные составляющие на выходе непосредственно из входного высокочастотного сигнала.

После того, как получены низкочастотные аналоговые квадратурные составляющие, их необходимо перевести в цифровой код для дальнейшей обработки в диаграммообразующей схеме с наименьшими искажениями. В результате моделирования было установлено, что для того чтобы правильно оцифровывать сигнал на одном из модулей требуется 5 бит квантования, а для сигналов отличающихся по уровню, например, на 20дБ, необходимо наличие девяти разрядов у АЦП. С этой точки зрения для создания действующего макета ЦАР был выбран АЦП фирмы Analog Devises AD9218, предназначенный для оцифровки квадратурных составляющих сигналов с точностью 10-бит и скоростью 20

миллионов выборок в секунду. Следует отметить, что если бы в проектируемой 12-элементной решетке не предполагалось использовать модули самостоятельно, то количество бит квантования у АЦП могло быть меньшим.

Далее оцифрованный сигнал поступает на вычислительный блок. В разработанном макете вычислительный блок реализован на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) фирмы Xilinx xc3-s4000 и цифрового сигнального процессора (ЦСП) ADSP-TS101. В ПЛИС происходит умножение принимаемого сигнала на весовые коэффициенты, которые вычисляются непосредственно, исходя из направления на сигнал и помеху. ЦСП осуществляет управление решеткой.

Цифровая часть решётки также состоит из трёх однотипных модулей расширения (рис. 1), каждый из которых может формировать четыре луча. Для связи с персональным компьютером используется центральный модуль, который транслирует команды управления двум крайним модулям. Стоит заметить, что подобный подход позволяет наращивать количество обрабатываемых элементов. Все три модуля производят прием аналогового сигнала и производят его оцифровку. По межмодульному каналу связи осуществляется прием и передача цифровой информации для формирования выходных сигналов. После получения всей необходимой информации, каждый модуль расширения формирует четыре взвешенных суммы (луча), с дальнейшим переносом сигнала на высокую частоту.

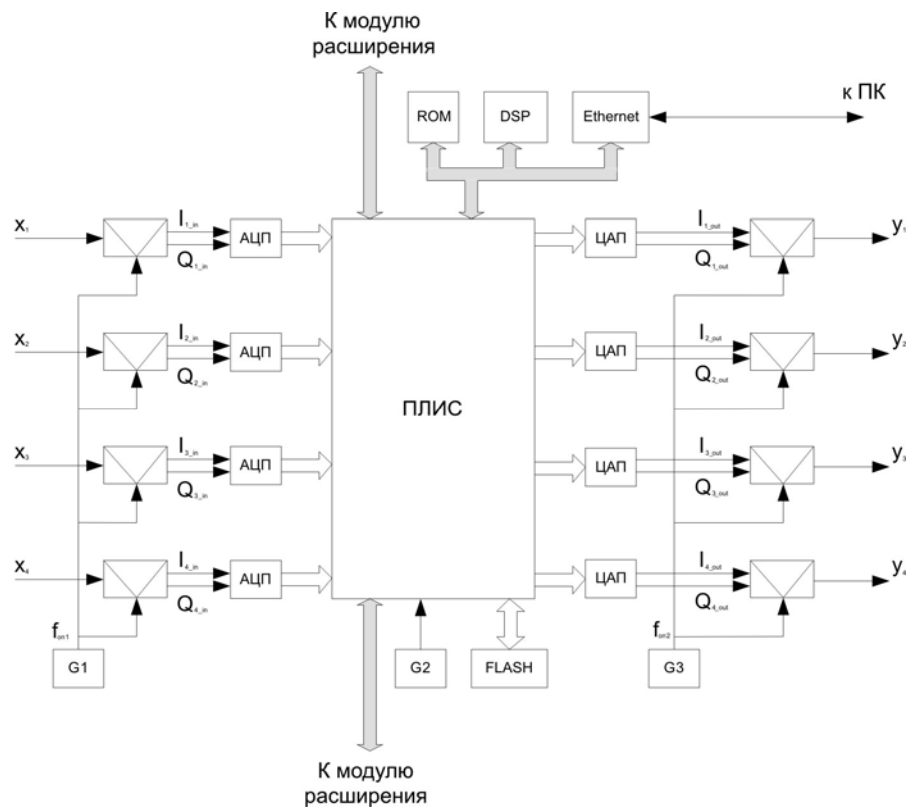


Рис. 1. Структурная схема модуля цифровой части

Результатом работы стало изготовление прототипа 10-лучевой цифровой антенной решетки, внешний вид которой показан на рисунке 2. Работа ЦАР осуществляется с помощью специального программного обеспечения, которое позволяет задать направление максимумов и минимумов диаграммы направленности, рассчитать необходимые коэффициенты и поправки, осуществлять контроль связи с ЦАР. Управление ЦАР осуществляется с компьютера посредством протокола Ethernet.



Рис. 2. Внешний вид модульной 10-лучевой ЦАР.

Заключение. В данный момент исследования цифровых антенных решеток продолжаются с целью усовершенствования подобных разработок. Быстрое развитие вычислительной техники делает возможным переход антенной техники и радиотехники в целом на новый качественный уровень. Кроме того, развитие и удешевление элементной базы, может значительно снизить стоимость подобных антенных систем, что позволяет надеяться на широкое распространение цифровых антенных решеток и использование их преимуществ.

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ РАДИАЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

Чуканова Г.А., Чепурный Я.Н.

Открытое акционерное общество «Акционерное общество Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений»

61054, г. Харьков, ул. Ак. Павлова, 271, тел. (057) 738-23-25

E-mail: chukanova@niiri.kharkov.com; факс (057) 738-41-12

The design of antenna array with the system of feeding on the basis of radial wave guide is described. The appearance of the mock-up containing 60 radiators, estimated and experimental directional diagrams, the main technical specifications are presented.

Введение. Антенные решетки (АР) обычно строятся в виде системы большого числа отдельных излучателей, фазы высокочастотного возбуждения которых регулируются независимо. В связи с этим, актуальной является задача создания такой системы питания излучателей, которая может обеспечить возможность регулировки не только фазы, но и амплитуды возбуждения каждого отдельного излучателя, а также способна реализовать некоторые дополнительные возможности (обеспечение равномерного или спадающего амплитудного распределения, нелинейного фазового распределения поля по апертуре и др.). Работы, проводимые в ОАО «АО НИИРИ», показали возможность использования для решения этой задачи системы питания на основе радиального волновода [1]. В работе предлагаются результаты практической реализации такой АР с относительно небольшим числом излучателей.

Описание конструкции. Прототипом АР является антенна диапазона 11.7...12 ГГц, содержащая 396 излучателей [2]. Анализ технических требований на разработку АР показал необходимость существенного расширения диаграммы направленности (ДН) по сравнению с прототипом, для чего потребовалось уменьшение относительного диаметра апертуры АР и, следовательно, числа излучателей. Это, в свою очередь, привело к необходимости увеличения связи излучателей с радиальным волноводом. При разработке конструкции АР были решены задачи выбора оптимального значения связи излучателей, а также согласования радиального волновода с питающим фидером.

Упрощенная конструкция АР представлена на рис. 1. Радиальный волновод представляет собой две параллельные металлические плоскости [3, 4], расстояние между которыми в описываемой конструкции составляет $0.3\lambda_0$. Волновод возбуждается зондовым коаксиально-волноводным переходом. Точка питания является центром АР. Излучатели расположены на четырех concentрических окружностях с радиусами

$$R_n = 0.7\lambda_0 n,$$

где n – номер окружности.

Плоскости радиального волновода замыкаются металлической стенкой, имеющей форму окружности радиусом $R_5 = R_4 + \lambda_0/4$. Число излучателей N_n , расположенных на окружности радиусом R_n , равно

$$N_n = 6n.$$

При этом излучатели образуют сетку, близкую к треугольной, общее количество излучателей в решетке $N = 60$.

Излучатель представляет собой два витка цилиндрической спирали. Питание излучателя осуществляется с помощью зонда, погруженного в радиальный волновод. Равноамплитудное возбуждение излучателей достигается выбором соответствующей длины l_n зондов связи для каждой группы излучателей, расположенных на окружностях радиуса R_n . Синфазность групп излучателей обеспечивается компенсацией набега фазы на радиусе R_n путем поворота каждого излучателя вокруг его продольной оси на соответствующий угол (для спирали с правым направлением намотки поворот излучателя на компенсирующий угол осуществляется против часовой стрелки).

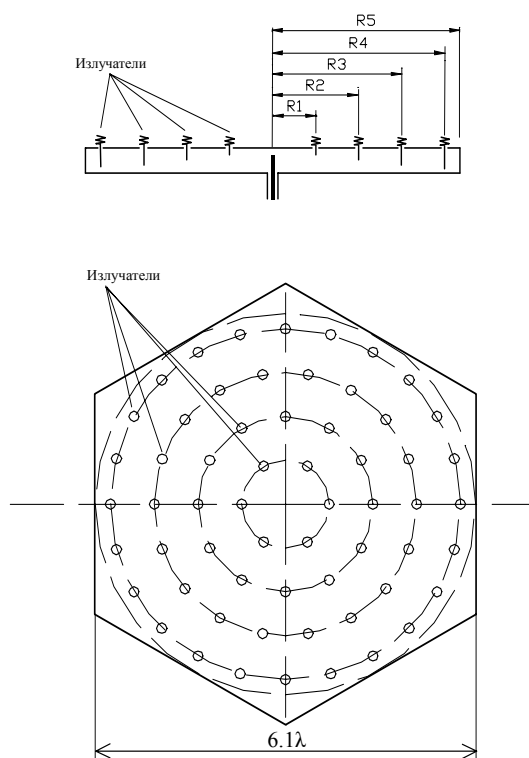


Рис. 1. Упрощенная конструкция АР

Расчетные значения углов определяются как

$$\Delta\varphi_n = \frac{360^\circ}{\lambda_0} (R_n - R_1).$$

Расчетная ДН АР определена по известной формуле [2, 5]

$$F(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^N I_m e^{j[kR_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_m) + \delta_m]},$$

где $F_0(\theta, \varphi)$ – ДН одиночного излучателя; k – волновое число; I_m и δ_m – амплитуда и фаза возбуждения m -го излучателя; R_m и φ_m – радиус окружности и угол, определяющие положение излучателя на плоскости АР.

ДН одиночного излучателя аппроксимировалась функцией $\cos^{1.7}(\theta)$. Такая аппроксимация дает хорошее совпадение с экспериментально измеренной шириной ДН излучателя по уровню минус 3дБ: $2\theta_{0.5\text{дБ}} = 70^\circ$.

Расчетная ДН элемента антенной решетки для случая синфазного равноамплитудного возбуждения излучателей приведена на рис. 2. Ширина ДН по уровню минус 3 дБ равна 9.5° , уровень первого бокового лепестка - минус 17 дБ.

На рис. 3 приведена фотография экспериментального макета антенной решетки. Макет рассчитан на центральную частоту рабочего диапазона $f_0 = 2.45$ ГГц и имеет следующие конструктивные параметры:

- угол намотки спиралей излучателей - 5° ;
- высота установки спиралей над плоскостью волновода - 5 мм;
- диаметр провода спирали - 3.5 мм;
- длины зондов излучателей - $l_1 = 0.19\lambda_0$, $l_2 = 0.23\lambda_0$, $l_3 = 0.24\lambda_0$, $l_4 = 0.28\lambda_0$;
- расчетные углы компенсации набега фазы для излучателей, расположенных на радиусах R_2 , R_3 , R_4 , соответственно, равны 252° , 144° и 36° .

Узел возбуждения волновода снабжен элементами регулировки для согласования входа элемента АР на рабочей частоте. На частотах 2.4, 2.45 и 2.5 ГГц получены значения КСВН входа 1.33, 1.04 и 1.19 соответственно.

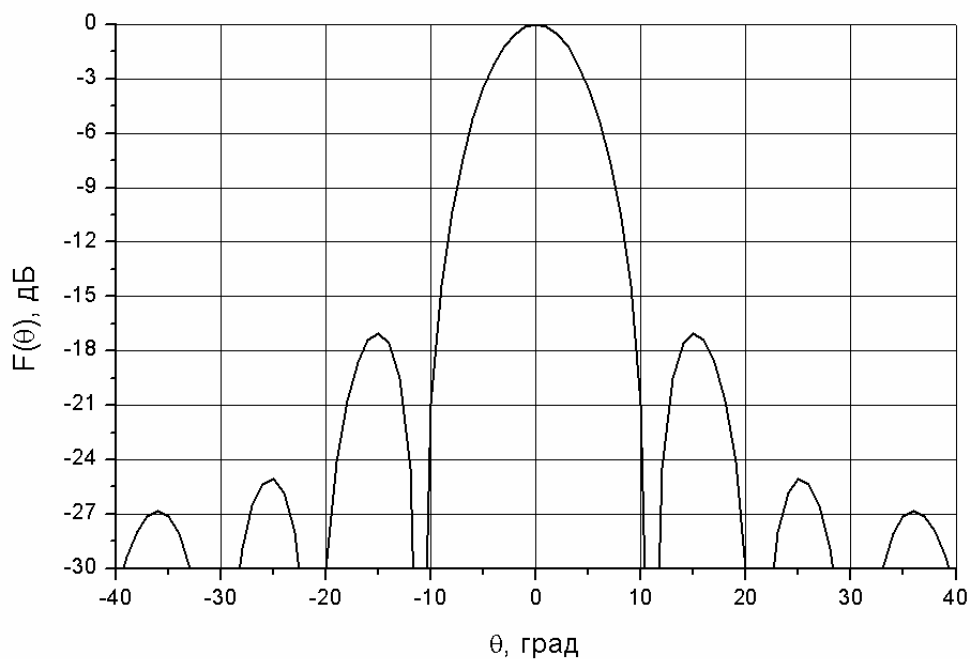


Рис. 2. Расчетная ДН АР

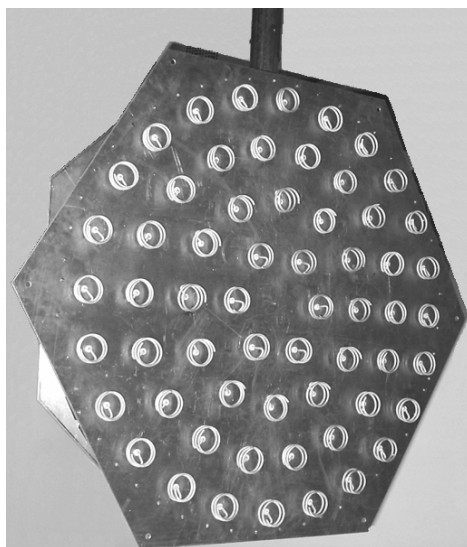


Рис. 3. Внешний вид макета АР

При экспериментальной отработке макета уточнен угол компенсации набега фазы для излучателей, расположенных на радиусе R_4 (внешний ряд излучателей). Оптимальное значение угла составило 125° . Отличие его от расчетного значения можно объяснить взаимной связью излучателей и влиянием волны, отраженной от короткозамыкающей стенки, расположенной на расстоянии $\lambda_0/4$ от указанных излучателей.

Экспериментальная ДН АР приведена на рисунке 4. Ширина ДН по уровню минус 3 дБ составила 10° , уровень первого бокового лепестка - минус 12.5 дБ. Коэффициент эллиптичности на частоте 2.45 ГГц равен 0.81. Несколько завышенный уровень первого

бокового лепестка объясняется влиянием отражений от окружающих предметов при измерении ДН. На это указывает также некоторая асимметрия ДН за пределами главного лепестка.

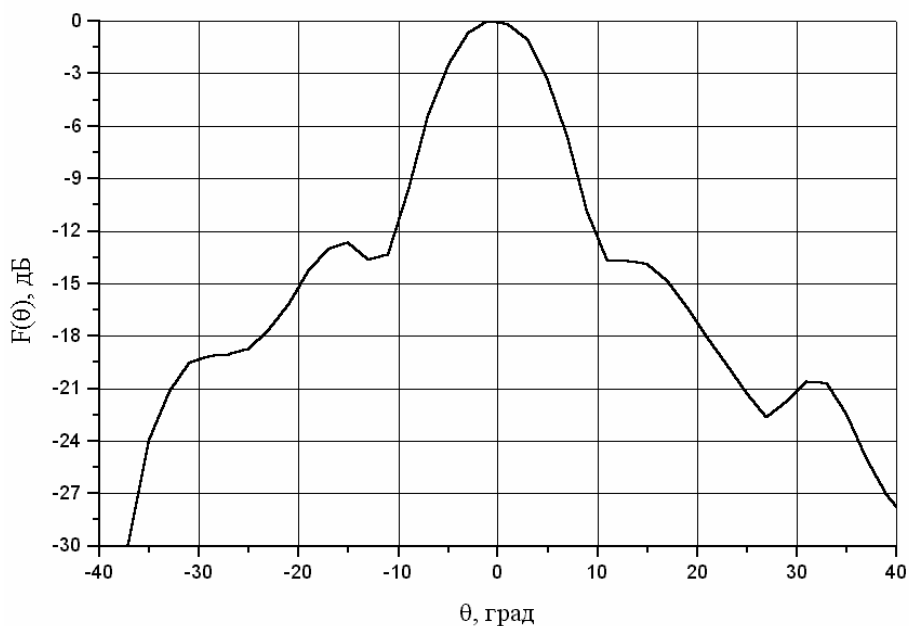


Рис. 4. Экспериментальная ДН макета АР

Выводы. Проведенные экспериментальные измерения характеристик макета АР подтвердили работоспособность конструкции. Полученные результаты дали удовлетворительное совпадение с расчетными значениями. Повышение точности расчета возможно при учете взаимной связи излучателей АР.

Литература

1. Отчет о НИР. – Харьков: ОАО «АО НИИРИ», 2001.
2. Н. Nakano, Н. Takeda, Y. Kitamura, Н. Mimaki, and J. Yamauchi. Low-Profile Helical Array Antenna Fed from a Radial Waveguide / IEEE Trans. Antennas and Propagat., 1992, 40, No.3, P.279-284.
3. Antenna Engineering Handbook. Henry Jasik, Editor. McGraw-Hill Book Company, Inc. 1961.
4. С.Рамо, Дж.Уиннери. Поля и волны в современной радиотехнике: Пер. с англ. под ред. Ю.Б.Кобзарева. М.-Л., Гостехиздат, 1948, 632 с.
5. Г.Т.Марков, Д.М.Сазонов. Антенны. М., “Энергия”, 1975, 528 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ОСНОВЕ СТРЕЛОВИДНЫХ ВИБРАТОРОВ

В.А. Волошина⁽¹⁾, В.Н. Колесников⁽¹⁾, С.Е. Мищенко⁽¹⁾, В.В. Шацкий⁽¹⁾,

(1) Ростовский военный институт ракетных войск

344038, г. Ростов-на-Дону, пр. М. Нагибина д. 24/50,

(863) 245-11-51, E-mail: mihome@yandex.ru

The results of numerical investigation of characteristics of a linear array antenna of crossline vibrators with slope arms, situated on a planar conducting screen, are presented. The analysis results of amplitude patterns and directivity of an array antenna when changing a spacing between radiators are given.

Введение. Активное развитие сетей и систем подвижной и сотовой связи предъявляет более жесткие требования к антеннам базовых станций: как к их электрическим параметрам, так и к технико-экономическим показателям. В зависимости от требований к конфигурации зоны обслуживания базовой станции (БС) антенна должна обеспечить формирование круговой или секторной диаграммы направленности (ДН) в горизонтальной плоскости. Требования к поляризационным характеристикам неоднозначны.

Определяющим видом поляризации излучаемых и принимаемых сигналов является вертикальная поляризация. В то же время наблюдается изменение вида поляризации вследствие взаимодействия электромагнитных волн с лесными насаждениями, элементами городской застройки, рассеянием на неоднородностях различного характера. Для борьбы с деполаризацией волн широко используется круговая поляризация. Наряду с обеспечением эффективного сдвоенного приема с поляризационным разнесением использование круговой поляризации позволяет осуществлять устойчивую связь с подвижными средствами, особенно с летательными аппаратами, пространственное положение и ориентация которых быстро меняется во времени.

1. Описание модели исследований. В КВ и УКВ диапазонах волн в качестве излучателей БС широко используются крестообразные излучатели. Наряду с ними в последние годы применяют V -образные или стреловидные вибраторы [1-4]. На рисунке 1 показана антенная решётка на основе стреловидных вибраторов. У таких вибраторов можно изменять угол наклона плеч вибратора α , где $\alpha = 90^\circ - \beta$, β – угол между опорной стойкой и плечом вибратора. Для данной модели усовершенствован научно-методический аппарат (НМА). В нем учтено влияние четырех опорных стоек. Численный анализ выполнен с использованием интегрального уравнения Поклингтона для электрически тонких проводников [1-5]. Принято, что каждый n -ый вибратор является идеально проводящим тонкостенным цилиндром с радиусом a_n и длиной плеча l_n , причем $a_n \ll l_n$; $a_n \ll \lambda_0$. Предположение малости радиусов a_n по отношению к длине волны λ_0 в окружающем пространстве позволяет пренебречь влиянием радиальных токов. Геометрия задачи задается координатами одного из концов вибраторов и направляющими косинусами. Использовано кусочно-синусоидальное распределение тока на плечах вибратора. Возбуждение вибраторов проведено в зазоре каждого вибратора напряжением V_n' и V_n'' . Система интегральных уравнений записана при выполнении граничных условий и условий излучения на бесконечности. Для ее сведения к системе линейных алгебраических уравнений использован метод Галеркина. При разработке данной электродинамической модели применён ряд упрощений, что позволило перейти от двойных интегралов к однократным. По найденным токам определялись напряженность электрического поля в дальней зоне, ДН АР, коэффициент направленного действия (КНД) и входное сопротивление $Z_{вх}$. Затем по известным соотношениям вычислялись коэффициент эллиптичности (КЭ), коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) [4, 5].

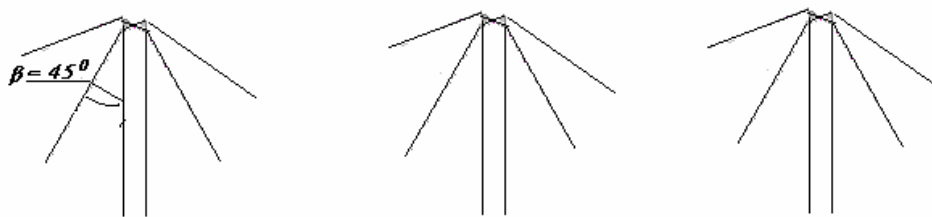


Рис. 1

2. Результаты численных исследований. На начальном этапе исследовано взаимное влияние двух стреловидных вибраторов при изменении расстояния d между ними от $0,5\lambda$ до $1,5\lambda$, где λ - рабочая длина волны. Цель исследования – определение оптимального расстояния $d_{\text{опт}}$, при котором взаимная связь практически не сказывается, а КНД будет наибольшим. В соответствии с [4] угол наклона плеча $\alpha = 45^\circ$. Данные, вычисленные для реальной части входного сопротивления $ReZ_{\text{вх}}$ и мнимой компоненты $ImZ_{\text{вх}}$, приведены на рис. 2 и 3. Сплошной линией представлены результаты расчётов, полученные на частоте f_0 , крупной штриховой – на частоте $f_0 + \Delta f$; мелкой штриховой – на частоте $f_0 - \Delta f$. На рисунках 4 и 5 приведены результаты расчетов $2\theta_{0,5}$, КНД (D) соответственно. Анализ полученных результатов показывает, что оптимальное расстояние d/λ , при котором КНД максимален, находится в районе относительных величин $0,82 \div 0,9$. Ширина ДН $2\theta_{0,5}$ достаточно стабильна в полосе частот $f_0 \pm 5\%$. Аналогичные выводы справедливы и для КНД, УБЛ и КЭ.

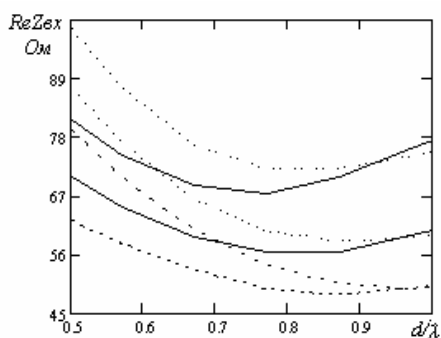


Рис. 2

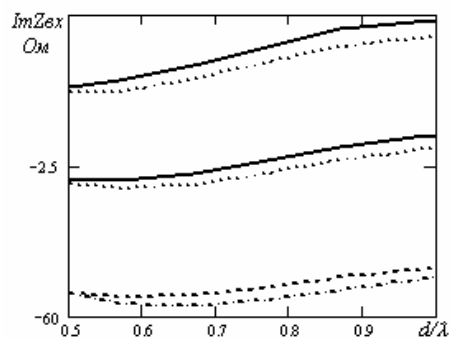


Рис. 3

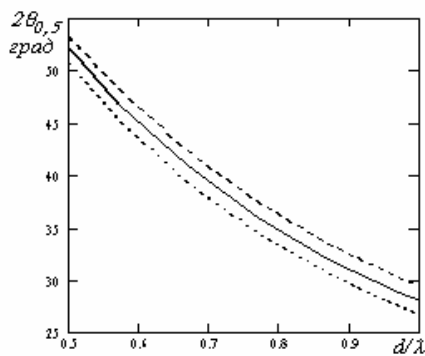


Рис. 4

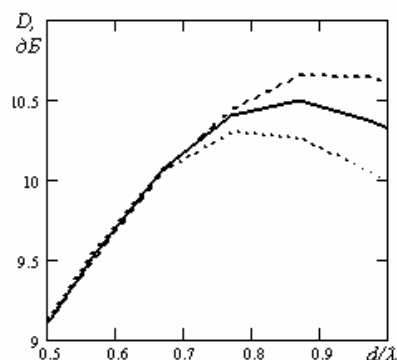


Рис. 5

Учитывая, что ширина формируемой в угломестной плоскости ДН линейки может меняться в зависимости от требований к сектору, на рисунках 6 – 8 приведены соответственно ширина ДН $2\theta_{0,5}$ (рис. 6) линейки стреловидных излучателей при $N = 3, 4, 6$ и 10 , КНД (рис. 7) и КЭ (рис. 8) в зависимости от шага между элементами d/λ . Из приведенных данных можно сделать выводы о том, что для получения наибольшей величины КЭ относительная величина d/λ в несканирующей линейке должна быть около $0,84$. Для этого расстояния практически стабилизируется и КНД.

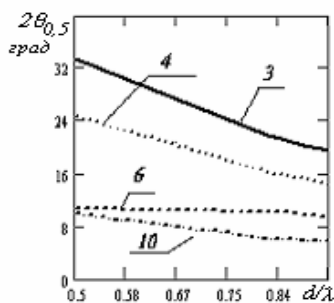


Рис. 6

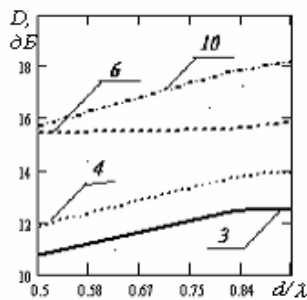


Рис. 7

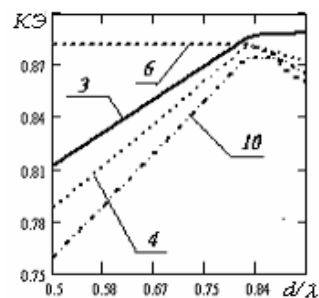


Рис. 8

Заключение. Таким образом, приведённые выше результаты позволяют утверждать, что использование стреловидных вибраторов при малом числе элементов в составе линейной антенной решётке позволяет существенно стабилизировать её поляризационные характеристики; расположение стреловидных вибраторов в антенной решётке с поворотом плоскости поляризации на 45° относительно координатной сетки размещения центров излучателей обеспечивает более высокие поляризационные характеристики по сравнению с традиционной ориентацией плоскостей поляризации вибраторов вдоль осей координатной сетки; оптимальное расстояние в малоэлементной линейке на основе стреловидных вибраторов, при котором коэффициент направленного действия и коэффициент эллиптичности максимальны, составляет $0,84 - 0,9$ рабочей длины волны.

Литература

1. Стрижков В.А. Особенности поведения АР при широкоугольном и сверх широкоугольном сканировании // Антенны, 2006, №6.
2. Кудин В.П., Рубан А.П. Алгоритмизация задач возбуждения проволочных структур.- Известия вузов. Серия радиоэлектроника, 1986, т.29, №8.
3. Кудин В.П. Двухканальная плоская ФАР из турникетных вибраторов V-типа // Антенны, 2006, №11(114), с.56-62.
4. Волошина В.А., Шацкий В.В. Исследование линейной антенной решетки скрещенных вибраторов с наклонными плечами // «Излучение и рассеяние ЭМВ», ИРЭМВ-2007, Труды Международной научной конференции, Таганрог, Россия, июнь 25-30, 2007 с.326-329.
5. Волошина В.А., Шацкий В.В., Назарова О.Ю. Характеристики излучения электрического вибратора, расположенного вблизи цилиндра конечных размеров //Материалы МНТК «ИРЭМВ-2003», Таганрог, ТРГТУ, - 2003.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МЕТОДОМ ФИЗИЧЕСКОЙ ОПТИКИ В РЕЖИМАХ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА

Юрцев О.А., Чекан С.А., Пикта Е.А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Республика Беларусь, 220013, Минск, ул. П.Бровки, д.6,
кафедра антенн и устройств СВЧ, тел.: +375(17) 2938927; E-mail: yurtsev_o@tut.by

With use of a method of physical optics performances and parameters of the one-mirror-image parabolic antenna in transfer and reception regimes numerically are analysed. The reflector in the form of the unbalanced cutting-out of the elliptic shape from a parabolic of revolution, the radiation source – the pyramidal horn with wave H_{10} is observed generally. The field in long-range and short-range bands is analysed at scanning and antenna focusing on the given distance.

Введение. Цель работы – сравнить характеристики и параметры антенны, рассчитанные для режима передачи и приема. Анализ характеристик и параметров антенны в режиме приема требуется проводить при решении ряда задач электромагнитной совместимости, например, при исследовании взаимного влияния нескольких антенн, расположенных компактно в ближней зоне по отношению друг к другу. Отличия характеристик и параметров зеркальной антенны в режимах передачи и приема связаны с различными приближениями, используемыми при анализе антенны в этих двух режимах. В работе численно анализируются характеристики и параметры зеркальной антенны с рефлектором в виде вырезки из параболоида вращения с облучателем в виде пирамидального рупора, возбуждаемого на основной волне H_{10} . Рассматриваются задачи сканирования, фокусировки антенны на заданное расстояние, распределение поля в ближней зоне, в частности в области фокального пятна.

Метод численного анализа. Для анализа использован метод физической оптики. В соответствии с этим методом в режиме передачи по полю облучателя, а в режиме приема – по полю облучающей электромагнитной волны определяется распределение поверхностных токов на поверхности рефлектора. По найденным токам определяется: в режиме передачи поле в заданной точке пространства, в режиме приема – поле на раскрытии рупора облучателя. Токи на поверхности рефлектора находятся в узлах пересечений двух систем линий, расположенных на его поверхности. На рис.1 показаны несколько форм рефлектора, которые анализируются в работе, и указанные системы линий. Прямоугольником показано месторасположения облучателя. Ось Z – фокальная ось параболоида. Размер раскрытия рефлектора вдоль оси X далее обозначается символом Dx , вдоль оси Y – символом Dy , фокусное расстояние – Fp . Рассматривается случай вертикальной поляризации (вектор \vec{E} поля облучателя расположен в плоскости YZ). Размер раскрытия рупора облучателя в плоскости E – Br , в плоскости H – Bh , глубина рупора – Rr . В программе, которая разработана на основе рассматриваемого метода и которая использована для моделирования, предусмотрено смещение облучателя вдоль оси Y на величину DrY – для сканирования, вдоль оси Z на величину DrZ – для фокусировки антенны.

Расстояние между соседними линиями определено при моделировании по критерию сходимости результата определения параметров диаграммы направленности (ДН) и коэффициента направленного действия. Предусмотрено также введение случайной ошибки выполнения профиля рефлектора.

Математическая модель антенны в режиме передачи учитывает нелинейное фазовое распределение поля на раскрытии облучателя, связанное с конечностью глубины рупора. Это приводит к тому, что фронт волны, излучаемой рупором несферический.

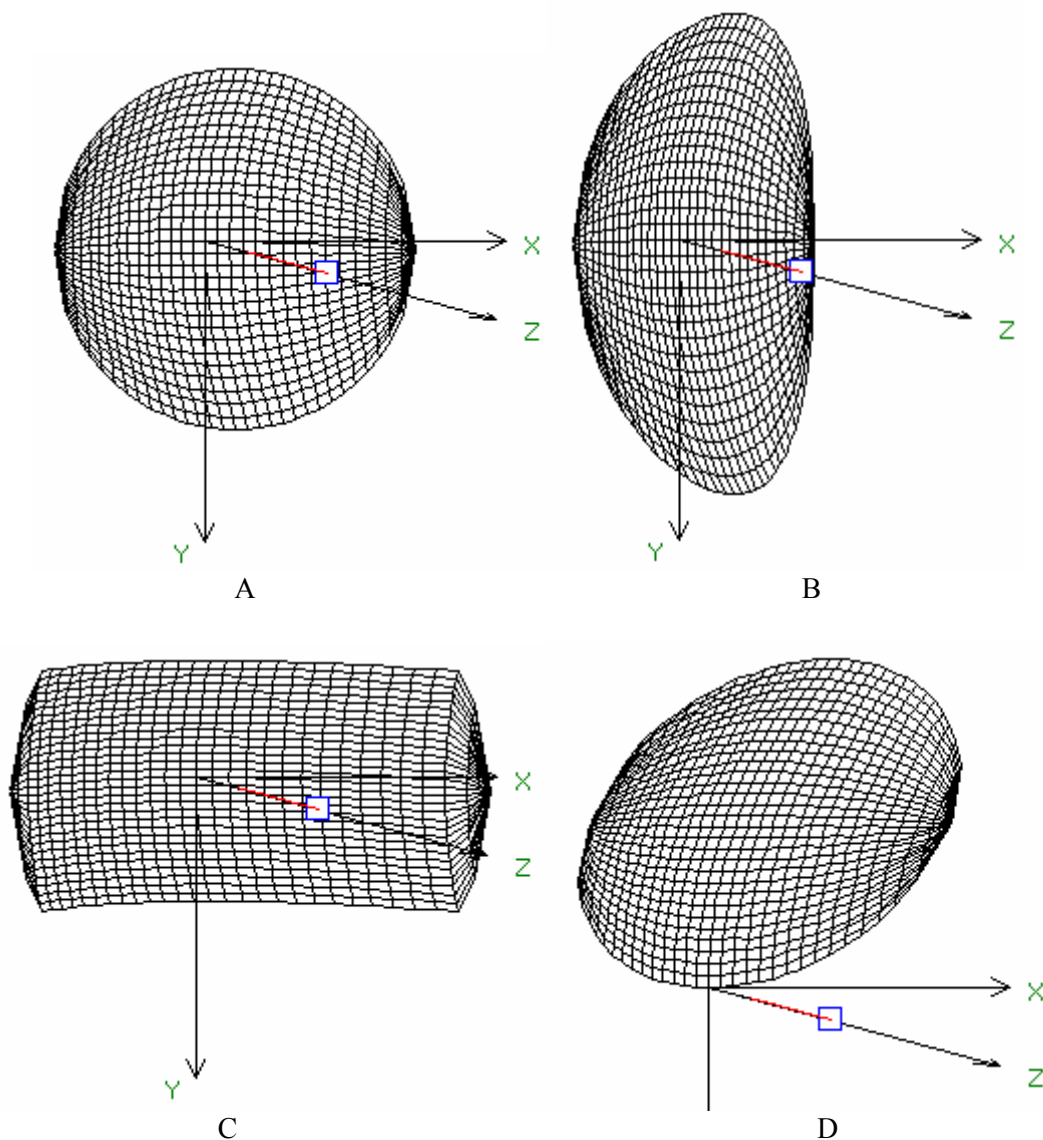


Рис. 1. Формы рефлектора

Не использовано обычно применяемое приближение о том, что поверхность рефлектора расположена в дальней зоне облучателя.

Математическая модель антенны в режиме приема предусматривает определение поля в точке фокусировки, на раскрытии рупора и поля в волноводе рупора. Задача возбуждения волны H_{10} полем на раскрытии рупора при заданных смещениях DrY , DrZ решается методом собственных волн [1]. В этом режиме сравниваются результаты расчета ДН для различных значений DrY и DrZ при различных приближениях: по полю в точке расположения фазового центра облучателя, по распределению амплитуд поля на раскрытии облучателя и по распределению комплексной амплитуды поля на раскрытии облучателя (т.е. с учетом фазового распределения поля на раскрытии). В последних двух случаях решается задача возбуждения волны H_{10} полем на раскрытии облучателя.

В обоих режимах не учитывается искажение распределения тока на поверхности рефлектора вблизи его кромки за счет краевого эффекта и затенение рефлектора облучателем. Хотя следует отметить, что теневого эффекта нет в варианте рис. 1D, если нижняя кромка рефлектора расположена выше фокальной оси.

Результаты численного анализа. Анализ проведен для антенн с различными значениями $Dx/\lambda, Dy/\lambda$ (λ – длина волны), отношениях Fp к диаметру раскрытия, смещениях облучателя из фокуса, положениях вырезки из параболоида по отношению к фокальной оси. В режиме передачи рассматривалась задача фокусировки антенны на заданное расстояние, в режиме приема – облучение зеркала из заданной точки сферической волной, включая расположение этой точки в ближней зоне. Далее полученные результаты иллюстрируются частными случаями: для осесимметричного рефлектора с $D/\lambda=30$ ($D=Dx=Dy$), $Fp/D=0,5$; для несимметричной вырезки при $Dy/\lambda=40, Dx/\lambda=20, Fp/Dx=1$, при смещении вырезки по оси Y на величину $0,5 Dy$ (нижняя кромка рефлектора совпадает с фокальной осью). Во всех случаях размеры раскрытия облучателя выбраны так, чтобы кромка зеркала облучалась полем, равным $0,3$ от максимума в центре симметричного рефлектора. Глубина рупора $Rr=3\lambda$.

На рис. 2 показано распределение поля в фокальной плоскости вдоль оси Y для симметричного рефлектора, на рис. 3 – распределение поля вдоль фокальной оси рефлектора в режиме приема. Облучение рефлектора вдоль оси Z из дальней зоны. Точка на горизонтальной оси графика на рис.3 с координатой $Z=150$ мм соответствует фокусу рефлектора ($Fp=150$ мм, $D=300$ мм, частота моделирования $f=30$ ГГц). Выводы очевидны.

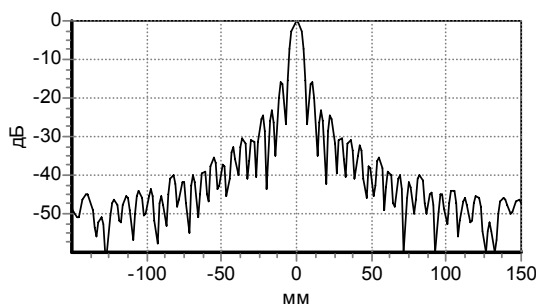


Рис. 2. Распределение поля в фокальной плоскости

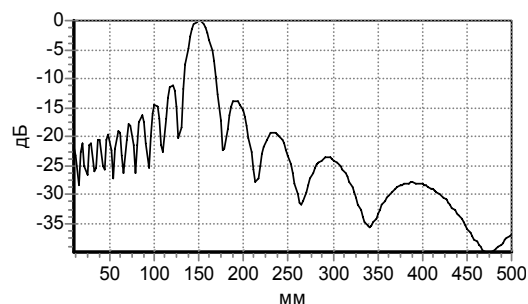
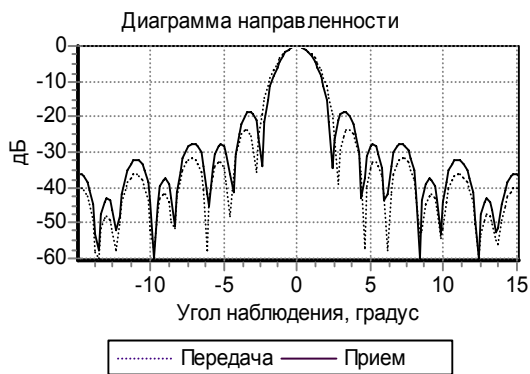


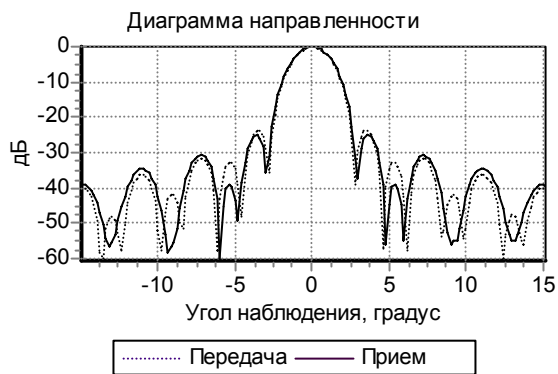
Рис. 3. Распределение вдоль фокальной оси

На рис. 4 показаны ДН в режимах передачи и приема для осесимметричного рефлектора. Причем на рис. 3А ДН в режиме приема определена как зависимость амплитуды поля в точке фокусировки от углового положения источника облучающей волны. На рис.3В – ДН определена по полю в волноводе. Как видно, расхождение между ДН в режимах приема и передачи меньше во втором случае (только в области дальних боковых лепестков). Далее все результаты приведены для этого случая.

На рис. 4 показаны ДН в режимах передачи и приема сфокусированной антенны на расстояние трех диаметров раскрытия. Расхождения между ДН антенны, сфокусированной в дальнюю зону (рис.4В) и сфокусированной в ближнюю зону отличаются, практически только в структуре боковых лепестков, а не в их уровне. Отличия ДН в режимах передачи и приема отличаются на доли децибела. На рис.6 приведены ДН осесимметричной антенны при сканировании ($DrY=3\lambda$). Антенна сфокусирована в дальнюю зону. Как видно, ДН в режимах передачи и приема отличаются только в области боковых лепестков. На рис.7 и 8 показаны ДН антенны с несимметричной вырезкой из параболоида вращения типа рис.1D и ранее указанными геометрическими размерами – без сканирования со сканированием. Расширение главного лепестка на уровне, меньшем -10 дБ, связано с появлением асимметрии амплитудного распределения в плоскости E.



А



В

Рис. 4. ДН в режиме передачи и приема

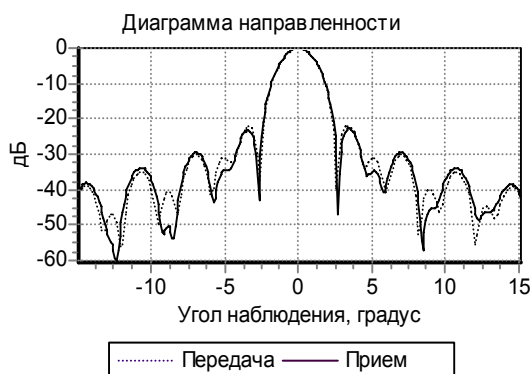


Рис.5. ДН при фокусировке в ближнюю зону

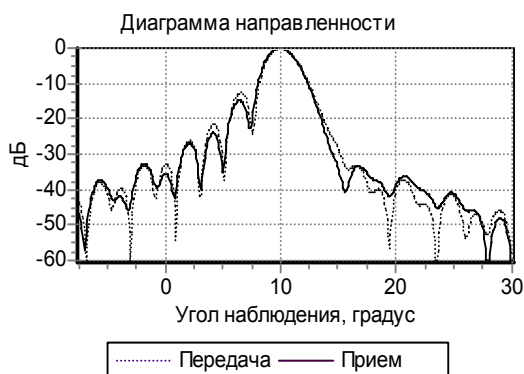
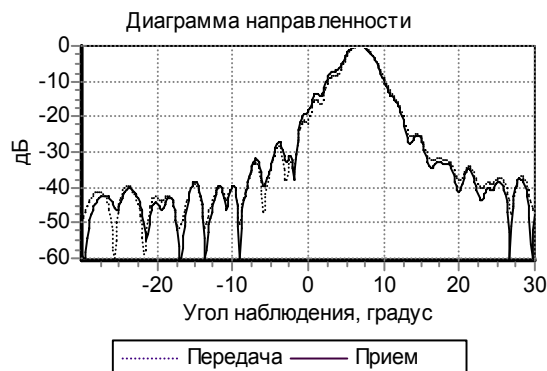
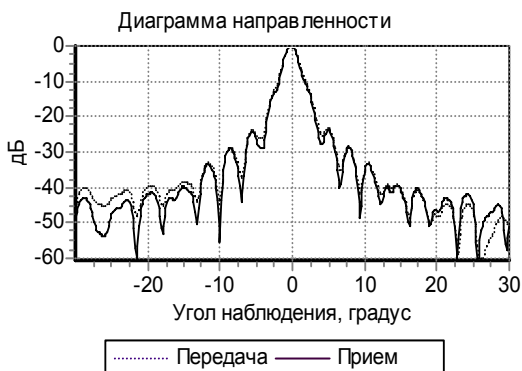


Рис.6. ДН при фокусировке в дальнюю зону и сканировании



Выводы. Проведенный численный анализ характеристик зеркальной антенны в режимах передачи и приема позволяет заключить, что метод физической оптики с ранее указанными приближениями с точностью, достаточной для практики, может быть использован при решении задач взаимовлияния в группе антенн, расположенных по отношению друг друга в ближней зоне.

Литература

1. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. –М.: Сов. радио, 1957, 580 с.

ОЦЕНКА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПРИ РАЗЛИЧНЫХ МЕХАНИЗМАХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ОШИБОК АФР

Усин В.А.¹, Анохин Р.А.¹, Сергеев В.М.¹, Усина А.В.², Помазанов С.В.³

¹ Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр. Ленина 14, Харьков, 61166, Украина

тел: +38(057)7021430, e-mail: usin_va@rambler.ru

² Харьковский государственный университет питания и торговли
ул. Клочковская 333, Харьков, 61051, Украина

³ Антрацитовский техникум радиоэлектронного приборостроения
ул. Ленина 26, Антрацит, 94631, Украина

In the given work offers using modern personal computer's facilities for getting phased array antennas statistics with join action of different factors which destabilize amplitude-phase distribution in antenna's aperture.

Введение. Современные антенны являются сложными и дорогостоящими системами практически любого радиотехнического комплекса (РТК). От параметров антенных систем (АС) существенно зависят основные качественные и количественные характеристики РТК — дальность действия, помехозащищенность, разрешающая способность по угловым координатам и др.

В силу ряда причин (несовершенство конструкции ФАР, погрешности систем разводки СВЧ-сигналов, ошибки отработки управляющих воздействий фазовращателями, аттенуаторами и др.) АФР в раскрытие антенны является случайным. Поэтому параметры АС также являются случайными.

Свойства антенн со случайными источниками изучает статистическая теория антенн (СТА), основы которой изложены в [1]. Вместе с тем в большинстве работ, в которых рассматриваются различные аспекты СТА (например, в [2 ... 4]), речь идет, как правило, о малых ошибках и отдельных факторах, которые являются источниками ошибок. Это связано с рядом математических сложностей при получении аналитических выражений при наличии ряда совместно действующих причин, приводящих к ошибкам реализации АФР. В частности, для случая малых ошибок амплитуды и фазы получены выражения для статистических параметров линейных и апертурных антенн в [2], случай малых ошибок рассмотрен при решении прямых и обратных задач статистической теории антенных измерений (СТАИ) [4].

Поэтому актуальной является задача оценки статистических характеристик ФАР при воздействии ряда источников ошибок и их произвольной величине. **Целью** исследований является анализ возможностей применения современных персональных компьютеров для получения указанных характеристик, что позволит в итоге сформулировать обоснованные требования к элементам антенн, их надежности, оценить потенциальные возможности ФАР различных типов в различных условиях эксплуатации, обосновать требования к точности измерений ближнего поля при реализации голографических и амплитудных методов определения параметров антенн [4,5].

Основная часть. В работе рассматривается ФАР произвольной конфигурации, состоящая из одинаковых и одинаково ориентированных излучателей. Сделанное предположение позволяет не учитывать далее векторную структуру поля и при слабой направленности излучателя рассматривать только множитель решетки, который представим в виде

$$f_i(\theta, \varphi) = \sum_i \dot{A}_i e^{jk\vec{\rho}_i \vec{i}_p}, \quad (1)$$

где $k=2\pi/\lambda$; $\dot{A}_i = A_i e^{j\varphi_i}$ — относительная амплитуда и фаза тока i -го излучателя; $\vec{\rho}_i$ — радиус-вектор положения излучателя; \vec{i}_p — орт направления на точку наблюдения.

Выражение для \vec{A}_i представим в виде

$$\vec{A}_i = [A_{i0}(1 + \mu_i) + \alpha_i] e^{j(\varphi_{i0} + \delta\varphi_i)} \vec{a}_i. \quad (2)$$

В выражении (2) A_{i0} , φ_{i0} — амплитуда и фаза i -го излучателя без ошибок; μ_i , α_i — мультипликативные и аддитивные ошибки амплитуды; $\delta\varphi_i$ — фазовые ошибки; ε_i — величина, принимающая с вероятностью p значения 1 или 0 и позволяющая моделировать выход из строя излучателей антенны.

Положение излучателя зададим в виде

$$\vec{\rho}_i = \vec{\rho}_{i0} + \delta\vec{\rho}_i, \quad (3)$$

где $\delta\vec{\rho}_i = \vec{x}^0\delta x_i + \vec{y}^0\delta y_i + \vec{z}^0\delta z_i$ — случайная ошибка размещения i -го излучателя в антенне.

Моделирование ФАР по соотношениям (1)...(3) позволяет в результате обработки получать статистические характеристики параметров антенн для ряда практически важных ситуаций.

В работе моделировались линейные и квадратные ФАР с числом излучателей $N=32$ и $N=32 \times 32$, шаг решетки был выбран $d=\lambda/2$, амплитудное распределение было выбрано равномерным и дольф-чебышевским с уровнем боковых лепестков -30дБ. Все источники ошибок считались независимыми и некоррелированными в излучателях. Это соответствует малым радиусам корреляции [1] и приводит к постоянному добавочному фону в средней ДН по мощности.

В работе рассматривались статистические характеристики средней нормированной амплитудной ДН $\bar{R}(u) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^T R_t(u) / R_{tmax}$, $R_t(u) = |f_t(u)|$, где T — число усредняемых реализаций; $u = \sin\theta$, θ — угол, отсчитываемый от нормали к полотну антенны ($T=700$).

Приведем некоторые результаты.

На рис.1 представлена гистограмма распределения уровня первого бокового лепестка (УБЛ) линейной антенны с равномерным АР при 10% выходов из строя излучателей.

На рис.2 приведена эмпирическая функция распределения уровня первого бокового лепестка, совмещенная с нормальной функцией распределения, с теми же параметрами (средним значением и дисперсией) что и получены в расчетах. Как видно из этих рисунков распределение УБЛ хорошо аппроксимируется нормальным законом. Величина m_i на рис.1 представляет частоту попадания $|F_{\delta l}|$ в соответствующий интервал.

Совместное действие ряда источников ошибок на параметры ФАР иллюстрируется рис. 3,4.

На рис.3 показана зависимость среднеквадратичного отклонения (СКО) уровня 1-го БЛ от амплитудных и фазовых ошибок. Как отмечено в [2], эти ошибки в равной степени влияют на УБЛ. На рис.4 показана динамика изменений СКО от отказов элементов и фазовых ошибок. Как видно из рисунка, влияние отказавших элементов (в процентах) на дисперсию УБЛ эквивалентно увеличению фазовых ошибок (в градусах).

Статистическое моделирование позволяет предъявить требования и к точности измерения ближнего поля антенны при определении ДН голографическим и амплитудным методом.

Как известно [4], требуемую точность измерений амплитуды и фазы (или только амплитуды) ближнего поля можно определить по заданному значению разностного функционала $P_{R \text{ разн}}$, т.е. вероятности того, что огибающая восстановленной ДН находится в заданных пределах относительно истинной ДН. Методика расчета $P_{R \text{ разн}}$ приводится в [4] и требует знания корреляционных свойств ДН в различных угловых направлениях.

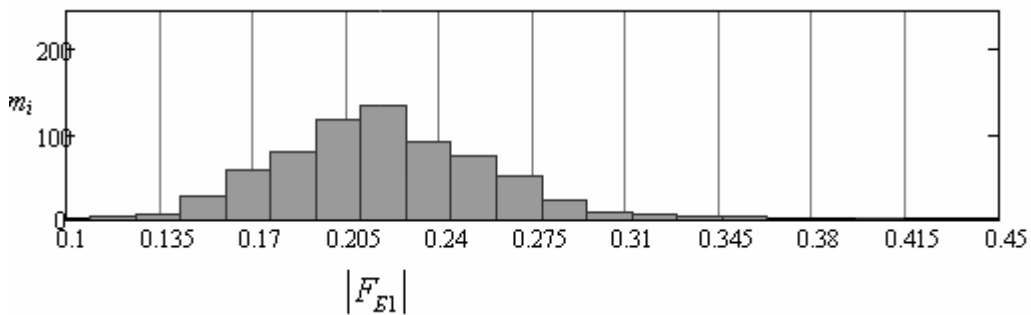


Рис. 1

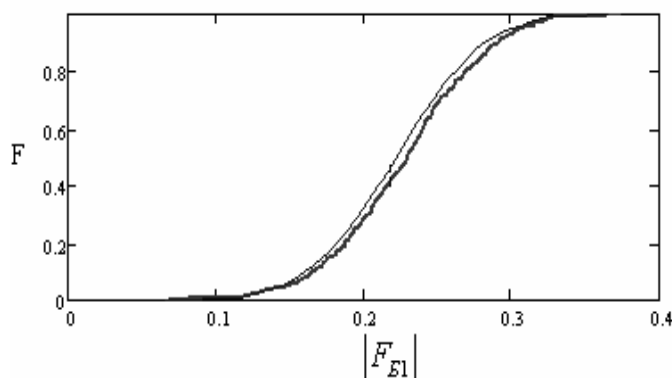
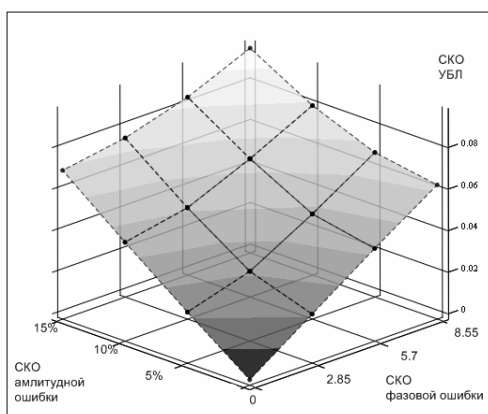
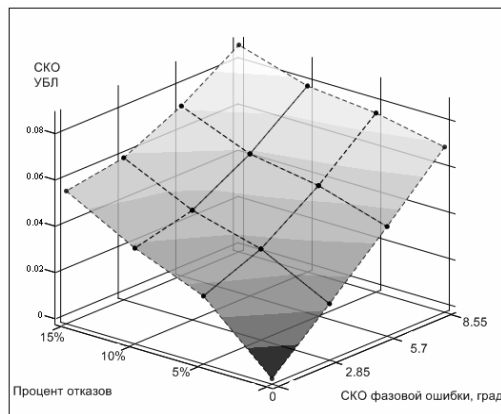


Рис. 2



М

Рис. 3



М

Рис. 4

На рис. 5...7 приведены результаты расчета разностного функционала квадратной ФАР с дольф-чебышевским АР. Графики построены для восстановления ДН в направлении первого бокового лепестка (кривая 1), для пары симметричных боковых лепестков (кривая 2) и в угловом секторе, включающем две пары ближайших к главному боковых лепестков (кривая 3). На рис.5 показан график $P_{R \text{ разн}}$ когда ошибки измерения амплитуды отсутствуют ($\sigma_\varphi = 5^\circ, \sigma_x = \sigma_a = 0$); рис. 6 — отсутствуют фазовые ошибки ($\sigma_x = 9\%, \sigma_\varphi = \sigma_a = 0$); рис.7 — дисперсии ошибок измерения амплитуды и фазы одинаковы ($\sigma_x = 6\%, \sigma_\varphi = 3.5^\circ, \sigma_a = 0$). Расчеты проведены при условии, что суммарные

ошибки измерения амплитуды и фазы постоянные ($\sigma_a^2 + \sigma_\alpha^2 + \sigma_\mu^2 = const$). По оси абсцисс на рис. 5...7 показан интервал ΔF (дБ), в пределах которого находятся уровни двух первых боковых лепестков с вероятностью $P_{R\text{разн}}$. Совпадение кривых 1 и 2 на рис.6 объясняется тем, что при малых амплитудных ошибках коэффициент корреляции флуктуаций амплитуд симметричных боковых лепестков примерно равен единице. Как видно из графиков наиболее неблагоприятной ситуацией является случай наличия в измерениях одновременно амплитудных и фазовых ошибок.

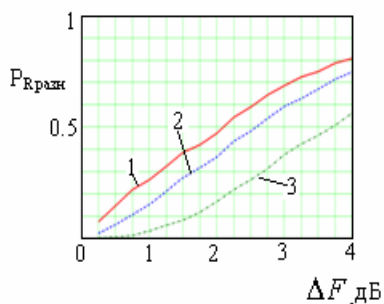


Рис. 5

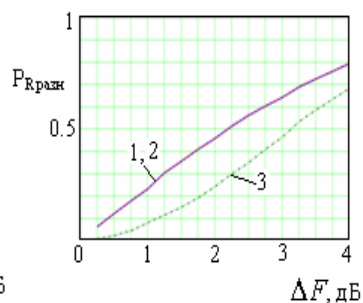


Рис. 6

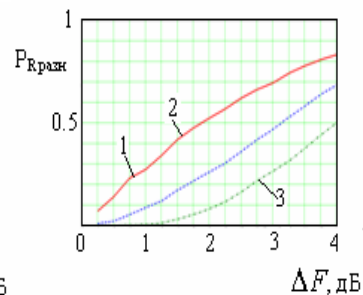


Рис. 7

Численная оценка требований к точности измерений ближнего поля особенно актуальна применительно к амплитудному методу, поскольку получение аналитических выражений для функционалов распределения восстановленной ДН весьма сложно.

Заключение. Применение современных средств вычислительной техники для оценки статистических характеристик ФАР позволяет существенно облегчить решение ряда прикладных задач антенной техники и сформулировать обоснованные требования к элементам ФАР и к точности измерений ближнего поля при решении прямых и обратных задач СТАИ.

Литература

1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн – М.:Сов. Радио, 1970.
2. Шифрин Я.С., Усин В.А. Об уровне бокового излучения антенн со случайными амплитудными и фазовыми ошибками. Ч.II – Радиотехника, вып. 42, Харьков, 1977.
3. Рабинович В.С. О ДН антенны с заданным числом неисправных элементов. – Радиотехника и электроника. 1973. - №4. – С. 713-716.
4. Shifrin Ya.S., Usin V.A. Statistic theory of antenna measurements. – Telecommunications and Radio Engineering, 2002, v.58, №8. Pp. 34-83.
5. Усин В.А., Ковальчук В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б. Комбинированный метод измерения характеристик антенн. – Успехи современной радиоэлектроники, №5, 2005, С. 65-71.

ШИРОКОПОЛОСНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Алексеев А. Д.

Казенное предприятие «Научно-производственный комплекс «Искра»
69071, Запорожье, ул. Магистральная, 84, тел. (061) 721-35-45,

E-mail: alexxveen@mail.ru

Varieties of strip-line radiating elements are described, the method is analyzed as to expansion of the matching band of such radiating elements with the help of quarter-wavelength transformers. Experimental test of the obtained results was made.

Введение. Полосковые излучающие структуры в настоящее время представляют значительный интерес. Это в первую очередь связано с дешевизной производства таких излучателей, во-вторых, с хорошей повторяемостью характеристик. Кроме того, полосковые технологии позволяют скомпоновать в единую конструкцию линейную решетку излучателей и делитель мощности. Такой линейный излучатель может быть применен как в качестве самостоятельной антенны, так и в качестве излучающего элемента фазированной антенной решетки. Таким образом, характеристики элементарного полоскового излучателя становятся одной из важных составляющих характеристик ФАР в целом.

Известно несколько типов полосковых излучателей [1-4]. В каждом из них решается задача конструктивного воплощения элементарного электрического вибратора в симметричную полосковую линию. Интерес к полосковым излучателям подтверждаются работами в этой области [5,6]. Полосковые излучатели изготавливаются с помощью технологии печатных плат. При этом конструктивные элементы полоскового излучателя вносят значительный вклад в его электрические характеристики, что не позволяет использовать математический аппарат обычных проволочных вибраторов. Кроме того, как отмечено в [7], расчеты входного сопротивления и коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН), являются приблизительными, поскольку на них существенно влияет конструктивное исполнение возбуждения вибратора – питающей линии и симметрирующего устройства.

Целью данной работы является нахождение элемента возбуждения полоскового вибратора, позволяющего расширить полосу согласования, расчет КСВН с учетом влияния найденного элемента и практическая проверка полученных результатов.

Разновидности полосковых излучателей. На рис. 1 и 2 показаны два возможных варианта полосковых излучателей. Оба выполнены на симметричной полосковой линии. При этом внешняя металлизация выполняется на пластинах определенной толщины – это необходимо для обеспечения достаточной жесткости конструкции. Оба излучателя имеют сплошной металлический экран.

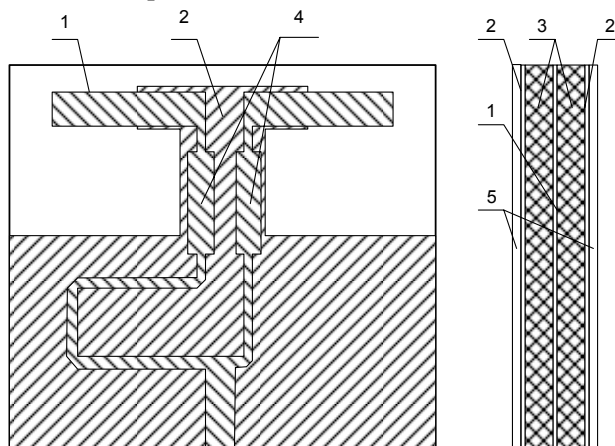


Рис. 1. Первый вариант полоскового излучателя: 1 – плечи вибратора, 2 – Т-образная металлизация наружных пластин, 3 – наполнитель, 4 – трансформаторы, 5 – наружные пластины

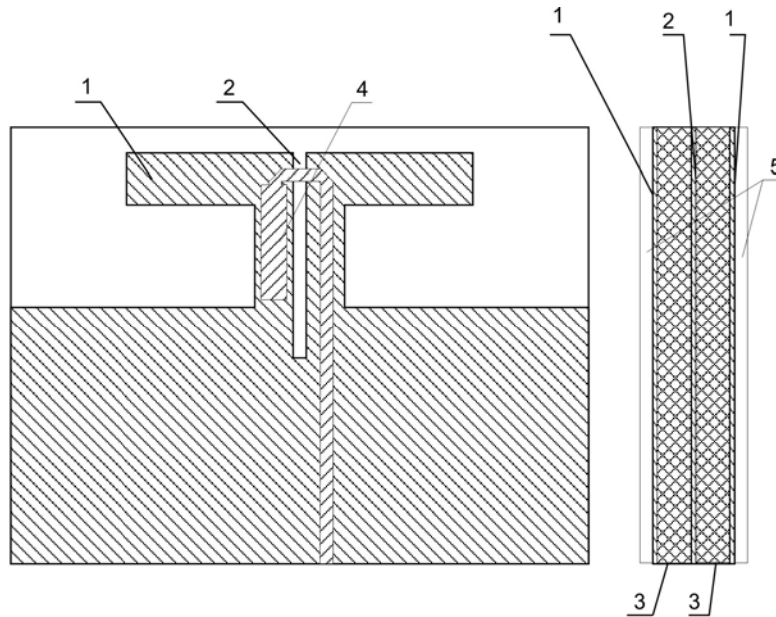


Рис. 2. Второй вариант полоскового излучателя:
 1 – плечи вибратора, 2 – симметрирующая щель, 3 – наполнитель,
 4 – трансформатор, 5 – наружные пластины

Данный полосковый излучатель представляет собой вибратор, в котором питающая линия, плечи и симметрирующее устройство выполнены на симметричной полосковой линии (СПЛ). Внешняя металлизация СПЛ в области возбуждающего устройства имеет Т-образную форму.

Этот излучатель отличается от предыдущего тем, что его плечи образованы Т-образной формой наружной металлизации СПЛ.

Расчет согласования и экспериментальное исследование. Для анализа согласования воспользуемся методом эквивалентных схем [7]. Согласно этого метода входную цепь излучателя можно представить в виде последовательно включенных сопротивлений, как показано на рис. 3.

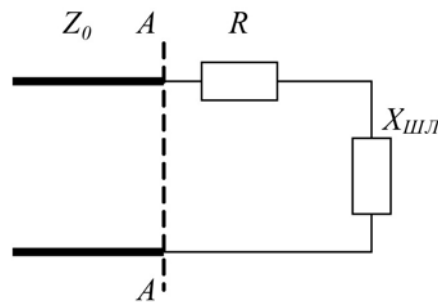


Рис. 3. Эквивалентная схема питания излучателя

Здесь R - сопротивление излучения вибратора, $X_{шл}$ – реактивное сопротивление четвертьволнового отрезка СПЛ – шлейфа с режимом холостого хода на конце, Z_0 - волновое сопротивление питающей линии. Активное сопротивление R подбирается таким образом, чтобы наилучшим образом аппроксимировать характеристику согласования вибратора в полосе частот, реактивную часть можно определить:

$$X_{шл} = -jZ_{0шл} \operatorname{ctg} \beta l,$$

где $Z_{0ШЛЛ}$ – волновое сопротивление участка СПЛ, образующей шлейф, $\beta = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения, l – длина шлейфа.

Таким образом, входное сопротивление вибратора в сечении AA :

$$\dot{Z}_{BX} = R - jZ_0 \operatorname{ctg} \beta l .$$

По известному входному сопротивлению вибратора и волновому сопротивлению питающей линии Z_0 можно рассчитать комплексный коэффициент отражения и КСВН:

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z}_{BX} - Z_0}{\dot{Z}_{BX} + Z_0},$$

$$K_{CTU} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|} .$$

Таким образом, используя длину волны λ в качестве переменной, можно определить характеристику согласования для различных величин волнового сопротивления шлейфа $Z_{0ШЛЛ}$. На рисунке 4 показаны расчетные графики зависимости КСВН от частоты для разных $Z_{0ШЛЛ}$. Для расчета КСВН активное сопротивление R подобрано так, чтобы минимум характеристики соответствовал минимуму КСВН реально измеренных характеристик согласования полоскового излучателя.

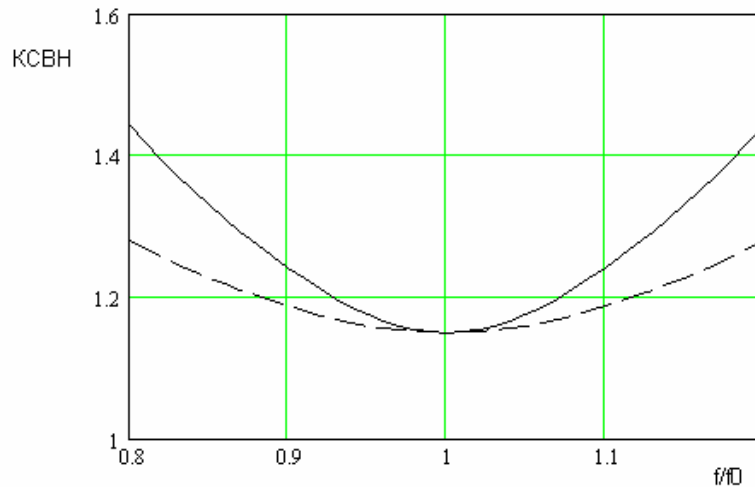


Рис. 4. Расчетные характеристики согласования полосковых излучателей: сплошная линия – для волнового сопротивления 50 Ом, пунктирная – 30 Ом

Из графика видно, что согласование тем лучше, чем меньше волновое сопротивление шлейфа $Z_{0ШЛЛ}$. Таким образом, четвертьволновой отрезок линии является элементом, позволяющим расширить полосу согласования полоскового вибратора.

Практическая проверка произведена на образце каждого из двух, приведенных на рис. 1 и 2, видов полосковых излучателей. На рисунке 5 представлены экспериментально снятые зависимости КСВН в полосе частот.

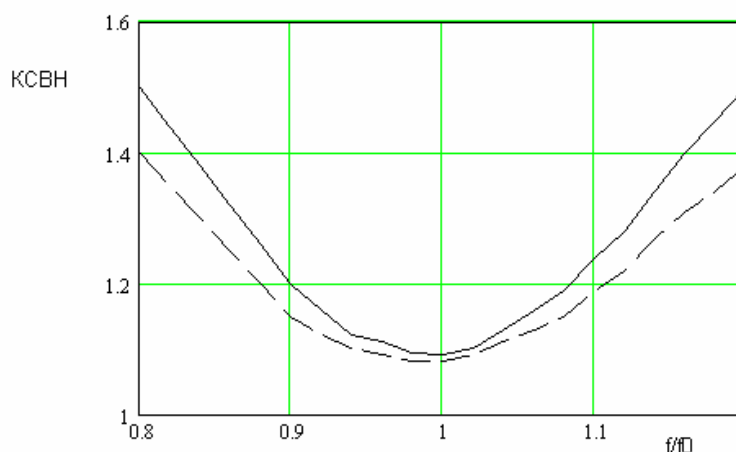


Рис. 5 – Экспериментальные характеристики согласования полосковых излучателей: сплошная линия – для волнового сопротивления 50 Ом, пунктирная – 30 Ом

Из рис. 4 и 5 видно, что форма кривых расчетных и экспериментальных данных повторяется, численные же значения КСВН отличаются до величины, равной 0,1. Расширение полосы частот согласования экспериментально подтверждается. Несовпадение объясняется тем, что в модели никак не учитывается зависимость сопротивления R от частоты, что, тем не менее, не нарушает обнаруженных зависимостей.

Заключение. Показаны способ расширения полосы согласования полосковых вибраторов с помощью четвертьволновых трансформаторов. Определено и подтверждено экспериментально, что ширина полосы частот тем больше, чем меньше волновое сопротивление отрезка линии, образующего трансформатор. Полученный результат дает возможность улучшать согласование полосковых излучателей за счет одного конструктивного элемента, в то время как другие элементы могут влиять на другие характеристики излучателей – диаграмму направленности или уровень кросс-поляризации. Дальнейший анализ широкополосности полосковых излучателей предполагается проводить по критерию искажения диаграммы направленности в полосе частот.

Литература

1. Авторское свидетельство СССР № 1022242, МКИз Н 01 Q 1/38, Н 01 Q 9/00. Симметричный полосковый вибратор (его варианты)/ Б. Ф. Бондаренко, В. П. Завислов, М. В. Инденбом. - № 3339837/18-09; заявл. 21.09.81; опубл. 07.06.83, Бюл. № 21. – 4 с.: ил.
2. Авторское свидетельство СССР № 1256113, МКИз Н 01 Q 1/38. Симметричный полосковый вибратор/ В. Е. Львов, В. К. Петухов. - № 3681376/24-09; заявл. 28.12.83; опубл. 07.09.86, Бюл. № 33. – 3 с.: ил.
3. United states patent 4 825 220, МКИз Н 01 Q 9/28. Microstrip Fed Printed Dipole With An Integral Balun/ Brian J. Edward, Daniel F. Rees. - № 935030; заявл. 22.11.86; опубл. 25.04.89.
4. В. В. Демидов, А. Д. Егоров, М. В. Инденбом. Печатно-полосковые вибраторные фазированные антенные решетки L и S диапазонов. Сборник «Антенны». Вып. 9 (55), 2001 г, с. – 3 - 8.
5. Дипольные печатные антенные решетки для мобильных радиотехнических систем. А. П. Горбачев, В. М. Егоров, Е. В. Чубарь. Радиотехника и электроника, 2008, том 53, № 2. – с. 217-222.
6. Исследование печатных турникетных антенн с новым типом согласующего устройства. А. П. Горбачев, В. М. Егоров, Е. А. Ермаков, Е. В. Чубарь. «Радиотехника», 2006 г., № 9. – с. 22 – 26.
7. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.

МЕТОД ОЦЕНКИ КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЫНЕСЕННЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Давыдов Н.И., Собчук В.А.

Открытое акционерное общество Научно-производственный комплекс

Научно-исследовательский институт дальней радиосвязи

107258, г.Москва, ул. 1-я Бухвостова, 12/11, т.748-7826

E-mail:davidov@niidar.ru

In this work is proposed method for estimation of calibration coefficients for antenna array then several sequentially radiated emitters placed near antenna array (several length of wave). This method is robust to amplitude and phase mismatch of emitters. Results of computing modeling of proposed method are presented.

1. Введение. Большие антенные решетки, как правило, собираются из идентичных антенных элементов. Характеристики диаграммы направленности (ДН) такой системы определяются, в очень большой степени тем, насколько близкими будут параметры антенных элементов и антенно-фидерных трактов.

В процессе эксплуатации антенные элементы могут под воздействием факторов окружающей среды изменять свои параметры. Деградация параметров антенных элементов приводит к деградации параметров ДН антенной решетки (изменение направления главного лепестка ДН, расширение ДН, повышение уровня боковых лепестков).

Для поддержания требуемых характеристик ДН применяют калибровку антенной решетки с помощью эталонного сигнала. Обычно для калибровки антенной используют передающие излучатели (или один, который может менять свое положение), которые располагаются в дальней зоне антенной решетки и под разными азимутальными углами к плоскости антенной решетки /1/.

Недавно был предложен способ калибровки большой антенной решетки с помощью системы вынесенных излучателей, расположенных в дальней зоне не всей антенной решетке, а каждого отдельного антенного элемента антенной решетки. Этот способ позволяет выполнять оперативную калибровку на каждой рабочей частоте. Предложенный метод оценки калибровочных коэффициентов использовал разбиение антенной решетки на подрешетки напротив вынесенных излучателей.

В данной работе предлагается метод оценки калибровочных коэффициентов, который учитывает неидентичность уровня сигналов вынесенных излучателей и оценивает калибровочные коэффициенты по всей совокупности измерений и по всей совокупности антенных элементов антенной решетки (нет деления на подрешетки).

2. Метод оценки калибровочных коэффициентов. Предполагается, что входящий сигнал узкополосный, что означает, что на все антенные элементы антенной решетки приходит одна и та же временная реализация сигнала, отличие состоит только в начальной фазе, которая определяется разностью хода радиоволн входящих на антенные элементы.

Обозначим направляющий вектор радиосигнала от k -го вынесенного излучателя следующим образом

$$v_k = \left[g(\beta_{k1})f(\beta_{k1}) \frac{\exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \beta_{k1} (x_1 - x_k)\right)}{r_{k1}} \cdots g(\beta_{kN})f(\beta_{kN}) \frac{\exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \beta_{kN} (x_N - x_k)\right)}{r_{kN}} \right]^T,$$

где $f(\beta)$ – ДН одиночного антенного элемента антенной решетки в направлении β ; $g(\beta)$ – ДН вынесенного излучателя в направлении β ; β_{ki} - азимутальный угол от k -го вынесенного излучателя на i -ый антенный элемент антенной решетки; λ - длина волны принимаемого сигнала; x_i – расположение антенного элемента, $i=1 \div N$; x_k – расположение вынесенного излучателя, $k=1 \div K$; r_{ki} – расстояние от k -го вынесенного излучателя до i -го антенного элемента антенной решетки; t – знак транспонирования (без комплексного сопряжения).

Сигналы, принимаемые идеальными (полностью идентичными) антенными элементами антенной решетки можно записать в следующем виде:

$$x_k(t) = a_k \cdot v_k + \eta(t)$$

где a_k – комплексная амплитуда падающего радиосигнала от k -го вынесенного излучателя; η – вектор-столбец значений помеховых сигналов падающих на антенные элементы.

$$\bar{\eta} = 0, \quad \overline{\eta\eta^H} = \text{diag}(\sigma^2 \sigma^2 \dots \sigma^2),$$

$x_k(t)$ – вектор-столбец принимаемых антенными элементами сигналов от k -го вынесенного излучателя; H – означает комплексное сопряжение и транспонирование.

Это модель квазидетерминированного сигнала, неизвестной величиной является комплексная амплитуда сигнала.

Вектор измерений $Y_k(t)$ связан с $x_k(t)$ следующим соотношением

$$C y_k(t) = x_k(t),$$

где C – это калибровочная матрица (матрица компенсирующая неидентичности приемных каналов по коэффициенту передачи).

C – диагональная матрица (не учитывается взаимовлияние антенных элементов).

Для дискретного времени при наборе M временных отчетов выражение связи измерения и модели примет вид

$$C Y_k = X_k, \quad Y_k = (y_{k1} \quad \dots \quad y_{kM}), \quad X_k = (x_{k1} \quad \dots \quad x_{kM}),$$

$$x_{km} = a_k \cdot v_k.$$

При последовательном облучении антенной решетки вынесенными излучателями выражение связи измерений и модели примет вид

$$C \hat{Y} = \hat{X}, \quad \hat{Y} = (Y_1 \quad \dots \quad Y_K), \quad \hat{X} = (X_1 \quad \dots \quad X_K).$$

Функция правдоподобия имеет следующий вид

$$p(\{y\} | C, a_1 \dots a_K) = \frac{1}{(\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma})^{N \cdot M \cdot K}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \cdot \text{tr}\left(\left(C \cdot \hat{Y} - \hat{X}\right)^H \cdot \left(C \cdot \hat{Y} - \hat{X}\right)\right)\right),$$

где $\text{tr}(\dots)$ – след матрицы; H – эрмитово сопряжение.

Неизвестными являются калибровочная матрица C и амплитуды сигналов излучателей $a_1 \dots a_K$.

Максимизация функции правдоподобия эквивалентна минимизации следующей квадратичной формы

$$E(C, a_1 \dots a_K) = \text{tr}\left(\left(C \cdot \hat{Y} - \hat{X}\right)^H \cdot \left(C \cdot \hat{Y} - \hat{X}\right)\right).$$

Чтобы исключить тривиальное решение $C=0$ вводится ограничение

$$\text{tr}(C) = N.$$

В этом случае ищется минимум функции

$$\dot{E}(C, a_1 \dots a_K, \lambda) = \text{tr}\left(\left(C \cdot \hat{Y} - \hat{X}\right)^H \cdot \left(C \cdot \hat{Y} - \hat{X}\right)\right) + \lambda \cdot (\text{tr}(C) - N)$$

Окончательно выражения для оценки неизвестных амплитуд имеют следующий вид

$$a_k = (v_k^H \cdot v_k)^{-1} v_k^H \cdot C \cdot \bar{y}_k,$$

$$\bar{y}_k = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M y_{km},$$

Диагональные элементы калибровочной матрицы C определяются из системы линейных уравнений

$$\Phi \cdot (c_{11} \quad c_{22} \quad \dots \quad c_{NN})^T = f,$$

$$\Phi_{ij} = M \cdot \sum_{k=1}^K (r_{kii} \cdot \delta_{ij} + p_{kij} \cdot \bar{y}_{kj} \cdot \bar{y}_{ki}^*), \quad \Phi_{N+1j} = 1,$$

$$f = (c_0 \ 0 \ \dots \ 0 \ N)^T, P_k = I - (v_k^H \cdot v_k)^{-1} v_k \cdot v_k^H, R_k = \frac{1}{M} Y_k \cdot Y_k^H - \bar{y}_k \cdot \bar{y}_k^H.$$

$$i = 1 \div N, \quad j = 1 \div N, \quad k = 1 \div K,$$

где r_{kii} – элемент корреляционной матрицы R_k ; p_{kij} – элемент матрицы P_k ;

Данная система линейных уравнений является избыточной – число уравнений больше числа неизвестных.

Такие системы линейных уравнений решаются методом псевдообращения и неизвестные определяются из выражения

$$(c_{11} \ c_{22} \ \dots \ c_{NN})^T = (\Phi^H \cdot \Phi)^{-1} \cdot \Phi^H \cdot f,$$

3. Результаты моделирования. Моделирование проводилось на линейной антенной решетке с числом антенных элементов $N=32$, расставленных через половину длины волны.

Напротив антенной решетки на удалении 10 длин волн находилось два вынесенных излучателя. Они симметрично располагались относительно центра решетки на расстоянии 10 длин волн один от другого.

Сигнал вынесенного излучателя принимался на фоне внешних шумов (некоррелированный гауссов шум с единичной дисперсией).

Неидентичность комплексного коэффициента передачи приемных каналов разыгрывалась по равномерному закону по амплитуде и по фазе.

На рис. 1 и 2 приведены отношения ошибок по амплитуде и фазе по антенным элементам до и после калибровки в зависимости от отношения сигнал/шум в ближайшем к вынесенному излучателю антенном элементе.

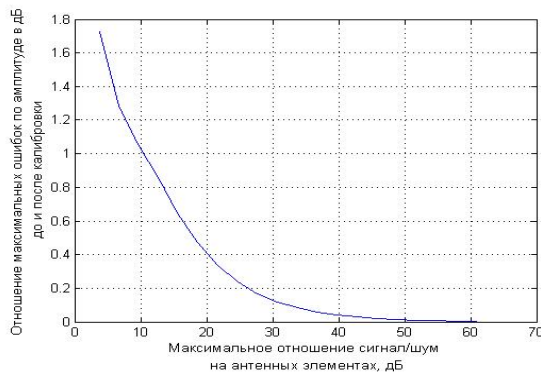


Рис. 1

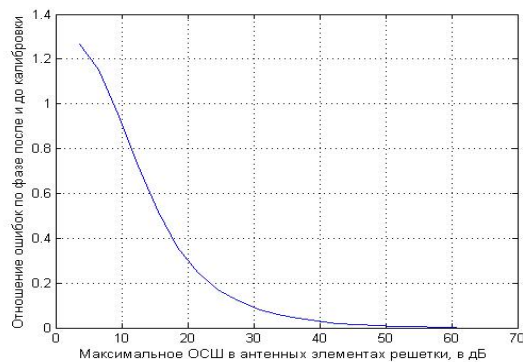


Рис. 2

Выводы. В работе предложен метод оценки калибровочных коэффициентов при проведении калибровки каналов линейной антенной решетки по нескольким вынесенным излучателям сигналов расположенных вблизи от антенной решетки. Излучатели облучают антенную решетку поочередно. Такая схема калибровки позволяет работать в реальном времени.

Предложенный метод при оценке калибровочных коэффициентов учитывает неидентичность вынесенных излучателей по амплитуде и фазе.

Оценка калибровочных коэффициентов получена в виде аналитического выражения.

Литература

1. Hung E. K. L., Dawe B. J., Power D. Calibration of the receive antenna array in a prototype high frequency surface wave radar. Radar 99. International conference N°5, Brest, FRANCE (17/05/1999).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ КАЛИБРОВКЕ АФАР

В.И. Марков¹, В.А. Усин²

¹Научно-исследовательский центр радиотехнических
и оптико-электронных систем «Обрий»

Черниговский р-н, с. Сновянка, ул. Лесная, 2-Б, 15532, Украина
тел.: 80972897174; e-mail: Markov_VI@mail.ru

²Харьковский Национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ОРТ, тел. (057) 732-80-50,
E-mail: usin_va@rambler.ru

The key questions of the built-in performance monitoring system (BPMS) design, such as the choice the pilot signal injection system and transfer matrix calibration, are presented in this paper. Special attention was given to the choice of the algorithms of controlled channel signal isolation, including the choice of the location and number of probe antennas, transfer matrix calibration, obtaining of normalizing coefficients for all modules and radiating elements, which are necessary for performance monitoring of the active phased array antennas (АРАА) at system level. Some practical aspects of designing and application of the BPMS including constructive peculiarities of АРАА, measurement restrictions and results of simulation and real measurements are presented to demonstrate the utility of the proposed monitoring technique. Future research directions in BPMS designing are highlighted.

Введение. Современные активные фазированные антенные решетки (АФАР) включают в себя как различные электронные компоненты (излучатели, фазовращатели, переключатели, вентили, усилители, и т.д.), так и специализированные вычислительные устройства. Такие элементы объединяются в приемопередающие модули (ППМ) [1]. Задачи достоверного контроля и диагностики технического состояния АФАР, т. е. определения реального амплитудно-фазового распределения (АФР) на апертуре и классификации неисправностей ППМ и элементов являются приоритетными в процессе разработки и настройки АФАР, так как используемые распределения в апертуре должны обеспечивать уровень боковых лепестков (УБЛ) приёмных диаграмм направленности (ДН) от минус 35 дБ до минус 55 дБ. Технологические допуски на изготовление ППМ, трактов передачи СВЧ сигналов и конструкции АФАР приводят к случайным ошибкам реализации АФР на апертуре и к существенному росту УБЛ. Требуемые технические характеристики (ТХ) АФАР можно обеспечить при настройке и поддерживать в течение срока эксплуатации с помощью встроенной системы контроля и калибровки (ВСКК) не предъявляя жесткие требования к ППМ [2].

Основная часть.

Цель доклада. Анализ и решение проблемных вопросов, возникающих при создании ВСКК для контроля, оценки интегральных характеристик и технического состояния АФАР, решение задач отслеживания изменения параметров элементов в каналах и калибровки АФАР для коррекции параметров на уровне системы в процессе эксплуатации.

Виды контроля АФАР. Для обеспечения достоверного контроля и диагностики АФАР целесообразно использовать три вида контроля:

– тестовый контроль (контроль прохождения кодов на систему управления лучом (СУЛ) и проверка результатов расчета кодов фазовых сдвигов, выдаваемых на фазовращатели);

– низкочастотный контроль (контроль обрывов и коротких замыканий в цепях управления фазовращателями и аттенюаторами);

– определение комплексных коэффициентов передачи каналов (ККПК) для всех рабочих частот.

При разработке ВСКК были решены следующие научные проблемы:

– произведен выбор места размещения источников контрольного сигнала, обеспечивающих эффективное выделение сигнала контролируемого канала из суммарного сигнала на выходе АФАР при работе в режимах ПРИЕМ и ПЕРЕДАЧА;

– решена задача определения реальных ККПК при изменении величины вносимых потерь, наличия ошибок обработки заданных фазовых сдвигов, полных и частичных отказов фазовращателей (ФВ) в процессе переключения дискретов;

– обеспечена калибровка ККПК АФАР при облучении апертуры неплоской волной;

– получены оценки интегральных параметров АФАР с учетом взаимного влияния излучающих элементов.

Решение поставленных задач было обеспечено за счет размещения системы неподвижных зондов (НЗ) вблизи апертуры для ввода контрольного сигнала в ближней зоне излучения АФАР. Такое размещение НЗ дало возможность исключить затенение апертуры АФАР и резко снизить уровень суммарного сигнала за счет несинфазного суммирования сигналов отдельных каналов, а также обеспечить возможность проведения контроля и калибровки в режимах ПРИЕМ и ПЕРЕДАЧА.

Для настройки, контроля и диагностики АФАР наибольшее распространение получили амплифазометрический и коммутационный методы.

Заводскую настройку целесообразно начинать с проверки технического состояния АФАР: контроль прохождения сигналов управления; тесты каналов управления СУЛ по токам ФВ, индикаторным панелям и обратной связи (запись/чтение управляющих сигналов); выявление технологических дефектов сборки; контроль ККПК по СВЧ сигналу и определение реальных фазовых сдвигов и вносимых потерь при переключении состояний ФВ. Необходимо провести оценку стабильности работы СУЛ (оценить разброс параметров ФВ при многократных переключениях состояний) и сравнить характеристики ФВ и аттенуаторов полученные на специализированном стенде при проведении индивидуальной проверки и подборе оптимальных кодовых комбинаций с данными контроля ККПК (в режимах прием/передача).

Первоначальная настройка АФАР проводится с помощью автоматизированного измерительного комплекса ближней зоны. Затем производится измерение комплексных коэффициентов передачи (ККП) между измерительным зондом, каждым из контрольных излучателей (КИ) и излучателями АФАР в режимах ПРИЕМ и ПЕРЕДАЧА. Далее проводится расчет нормирующих коэффициентов (НК), которые связывают ККП каналов при облучении плоской волной (измерительный зонд – излучатели АФАР) с ККП контролируемого канала при использовании контрольного излучателя (КИ – излучатели АФАР).

Полученные НК являются калибровочным стандартом (эталонными) для данной АФАР и обеспечивают поддержку требуемых параметров АФАР в процессе эксплуатации [3].

Методические погрешности получаемых оценок значений ККПК обусловлены приближениями, принятыми в математических моделях АФАР и фазовращателя (ФВ). В модели АФАР поле излучения представляется в виде суперпозиции полей излучения каналов АФАР, каждый из которых независимо управляется ФВ своего канала и не зависит от состояния соседних излучателей. Предположение о независимости поля излучения канала от состояния других каналов является достаточно сильным, а ухудшение характеристик АФАР при широкоугольном сканировании является одним из признаков нарушения этого требования [4].

Методическая погрешность оценки ККПК связана с предположением о независимости вносимого затухания от реализуемого фазового сдвига в модели ФВ. Для повышения точности оценки ККПК необходимо использовать априорную информацию о модуле коэффициента передачи каждого фазовращателя в зависимости от его состояния на всех рабочих частотах. При отсутствии такой априорной информации (хотя бы о среднем по ансамблю изменении модуля коэффициента передачи от состояния фазовращателей данного типа) оценки ККПК ФАР оказываются смещенными.

Для выделения сигнала контролируемого канала и определения вносимых реальных фазовых сдвигов и потерь при переключении дискретов ФВ разработан алгоритм, который обеспечивает высокую эффективность и точность за счет максимального использования априорной информации, полученной на этапе входного контроля параметров ППМ.

Рассмотрим суть предлагаемого метода. Пусть \dot{A}_k – результат измерений (амплитуда и фаза) комплексного коэффициента передачи между АФАР и контрольным излучателем. Представим \dot{A}_k в виде $\dot{A}_k = \dot{P}_0 + \dot{\rho}_0 \dot{q}_k$. Здесь \dot{P}_0 – вектор суммарного сигнала всех неконтролируемых каналов (комплексная подставка); $\dot{\rho}_0 \dot{q}_k$ – вектор сигнала контролируемого канала при k состоянии ФВ, $k = \overline{0, N-1}$; N – число состояний ФВ; $\dot{\rho}_0 = \dot{A}_0 - \dot{P}_0$ потери, вносимые при переключении состояний ФВ относительно нулевого дискрета (комплексный масштабирующий множитель, согласующий фазу и амплитуду контролируемого ФВ при $k = 0$); \dot{q}_k – значения ККП контролируемого ФВ.

Примем $q_0 = 1$, $|q_k| = q_1 \dots q_{k-1}$ – значения модулей вносимых потерь на рабочих частотах при переключении дискретов относительно q_0 , которые известны из протоколов предварительных испытаний (входной контроль ФВ и ППМ).

Процесс определения \dot{q}_k является итерационным. Для выбора начальных приближений можно использовать величины $\dot{P}_0^0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{A}_k$ (выбор подставки) или $\varphi_k^0 = \frac{2\pi k}{N}$ (начальное приближение реализации фазовых сдвигов).

Итерационная оценка величины \dot{P}_0 при наличии ошибок измерений $\dot{\delta}_k$ должна обеспечить минимум отклонений оценок \hat{A}_k от реальных значений \dot{A}_k для всех N состояний ФВ:

$$\dot{A}_k - \dot{A}_0 \dot{q}_k - \dot{P}_0 (1 - \dot{q}_k) = \dot{\delta}_k, \quad \sum_{k=1}^{N-1} |\dot{\delta}_k|^2 = \sum_{k=1}^{N-1} |\dot{A}_k - \dot{A}_0 \dot{q}_k - \dot{P}_0 (1 - \dot{q}_k)|^2 \rightarrow \min.$$

После несложных преобразований получаем
$$P_0^{l+1} = \frac{\sum_{k=1}^{N-1} (\dot{A}_k - \dot{A}_0 \dot{q}_k^l) (1 - \dot{q}_k^l)^*}{\sum_{k=1}^{N-1} |1 - \dot{q}_k^l|^2},$$

где l – индекс итерации, $|q_k| e^{i\varphi_k^l} = \frac{(\dot{A}_k - \dot{P}_0^{(l-1)})}{(\dot{A}_0 - \dot{P}_0^{(l-1)})}$, $e^{i\varphi_k^l} = \frac{\dot{A}_k - \dot{P}_0^{(l-1)}}{(\dot{A}_0 - \dot{P}_0^{(l-1)}) |\dot{q}_k^l|}$,

$$e^{i\varphi_k^{l+1}} = \frac{\dot{A}_k - \dot{P}_0^l}{(\dot{A}_0 - \dot{P}_0^l) |\dot{q}_k^l|}, \quad \dot{q}_k^{l+1} = \frac{\dot{A}_k - \dot{P}_0^l}{\dot{A}_0 - \dot{P}_0^l}.$$

Процесс заканчивается при выполнении условия $|\dot{P}_0^{l+1} - \dot{P}_0^l| \leq \varepsilon$, ($\varepsilon \approx 10^{-3} \dots 1 \cdot 10^{-13}$).

На рис. 1 приведены полученные тремя методами оценки модуля (рис. 1 а) и фазы ККП (рис. 1 б) 5-ти разрядного ФВ с погрешностью установки заданного фазового сдвига $\pm 5^\circ$ и изменением вносимых потерь ± 1 дБ при переключении дискретов. Кривые 1 получены при обработке измеренных данных в соответствии с методикой, изложенной в [4], кривые 2 по методу, предложенному в [5], кривые 3 по алгоритму, учитывающему априорную информацию, рассмотренному в данной работе.

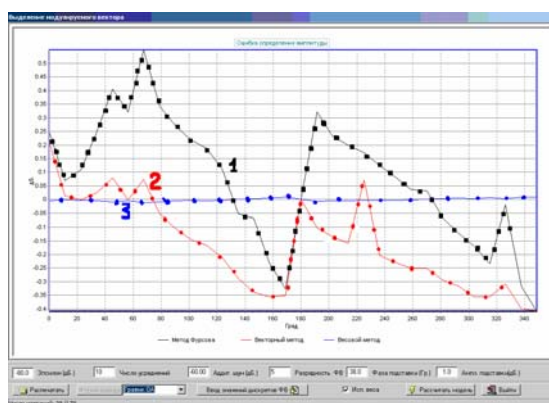
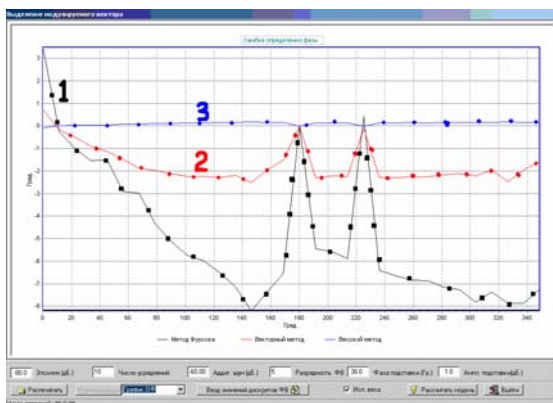


Рис. 1а. Ошибки оценки амплитуды ККП ФВ Рис. 1 б. Ошибки оценки фазы ККП ФВ

Результаты моделирования и экспериментальной проверки предложенного алгоритма для контроля, диагностики технического состояния и калибровки ФАР показали, что учет априорной информации, полученной при входном контроле фазовращателей, позволяет существенно повысить точность калибровки и получить несмещенные оценки ККПК.

Следует отметить, что проблемы, возникающие при диагностике технического состояния, измерении параметров, настройке, калибровке и поддержании технических параметров АФАР в заданных пределах могут быть решены только при реализации ВСКК, которая во многом определяется технологическими особенностями контролируемой АФАР.

Заключение. Для своевременного обнаружения возникающих неисправностей и их устранения или алгоритмической компенсации влияния на характеристики антенны используется процедура калибровки ККПК, которую необходимо проводить как в режиме ПРИЕМ, так и режиме ПЕРЕДАЧА с использованием ВСКК. Необходимое качество настройки и калибровки АФАР обеспечивается комплексным подходом, включающим в себя входной контроль элементов, учет их характеристик при изготовлении и сборке модулей, соответствующими методиками выполнения измерений и программами корректировки систематических ошибок, вносимых аппаратурой измерительного стенда и ВСКК.

Литература

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004, - 488 с.
2. Markov V.I. Built-In Performance Monitoring System For Active Phased-Array Antennas // Proc. of the 6-th International Conference on Antenna Theory and Techniques, 17-21 September, 2007, Sevastopol, Ukraine, - pp. 483-485.
3. Марков В.И. Встроенная система контроля АФАР // Вісник Київського Національного університету імені Тараса Шевченка. – Київ.: Київський університет – 2006 – випуск 2, стор. 94-100.
4. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР /Г.Г.Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Серяков, С.А. Фурсов.- М.: Радио и связь, 1988, - 120с.
5. Markov V. I., Kozlov A.F. 2003-16-06 - A03-063- Built-In Performance Monitoring Systems for Phased-Array Antennas with Binary Phase Shifters. AMTA 2003, - pp. 560-565.

ЛИНЕЙНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА И ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ТИПА «КОСЕКАНС»

Москалев Д.В., Юрцев О.А.,

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Республика Беларусь, 220013, Минск, ул. П.Бровки, д.6,
кафедра антенн и устройств СВЧ, тел.: +375(17) 2938927; E-mail: dima-merlin@yandex.ru

The given work is devoted to the synthesis of cosecant directional diagram. It was investigated the substitution of phase distribution which was synthesized by partial diagram method by simpler “stepped” phase distribution. It was shown by the example of microstrip linear array that the substitution doesn't make the parameters of directional diagram greatly worse. At the same time it allows noticeably to simplify the construction and increase the manufacturability of microstrip arrays.

Введение. Рассматривается линейная микрополосковая антенная решетки, в которой излучатели возбуждаются с помощью последовательной схемы питания. Диаграмма направленности (ДН) типа «косеканс» реализуется, как известно, с помощью достаточно сложного амплитудно-фазового распределения [1], которое трудно реализовать с помощью последовательной схемы питания. Цель работы – исследовать упрощенный способ питания, обеспечивающий реализацию приближенного АФР, и отличие диаграммы направленности от косекансной. Синтез АФР, обеспечивающего диаграмму направленности типа «косеканс» и приближенного АФР производится с помощью разработанной программы. Моделирование микрополосковой решетки производится с помощью программ MWO (Microwave Office).

Результаты расчета и эксперимента. Для примера далее рассматривается антенная решетка на средней частоте 9,4 ГГц с числом излучателей $N=16$. Синтез АФР, обеспечивающего косекансную диаграмму направленности, произведен методом парциальных диаграмм [1]. На последующих рисунках показано: рис. 1 и рис. 2 – амплитудное распределение $A(n)$ и фазовое распределение $\Phi(n)$, обеспечивающие косекансную ДН.



Рис. 1. Оптимальное амплитудное распределение

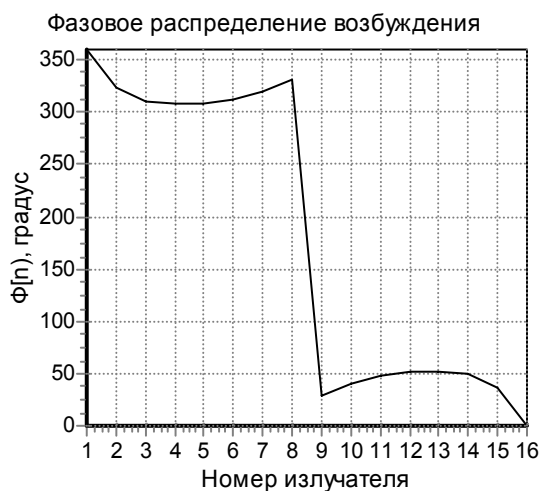


Рис. 2. Оптимальное фазовое распределение

На рис. 3 показана синтезированная ДН (тонкой линией) и ДН, описываемая формулой $F(Q)=1/\sin Q$ (толстой линией), где Q – угол наблюдения, отсчитываемый от нормали к линии расположения излучателей (на всех последующих рисунках толстой линией показана ДН, описываемая формулой $F(Q)=1/\sin Q$).

С целью упрощения реализации фазовое распределение, показанное на рис.2, заменено на ступенчатое фазовое распределение, в котором излучатели в каждой из двух полови решетке возбуждены синфазно, но между двумя половинами решетки сдвиг по фазе равен Φ_0 . Исследовано влияние Φ_0 на ДН. Близость полученной при оптимальном амплитудном распределении и указанном фазовом распределении и ДН, описываемой формулой $F(Q)=1/\sin Q$, зависит от числа излучателей N в решетке. В частности при $N=16$ оптимальное значение $\Phi_0=55^\circ$. На рис.4 показана ДН при таком Φ_0 .

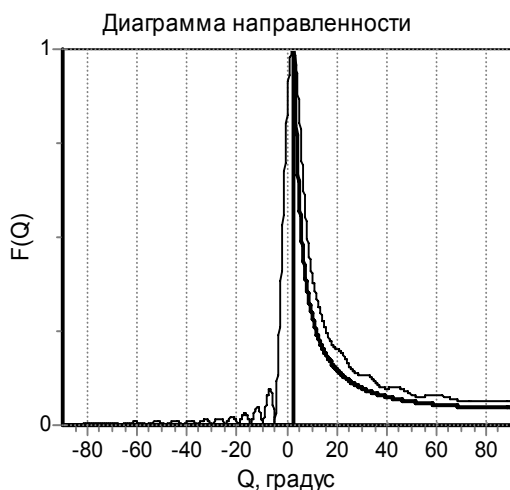


Рис. 3. Оптимальная ДН (токая линия) фазовом распределении

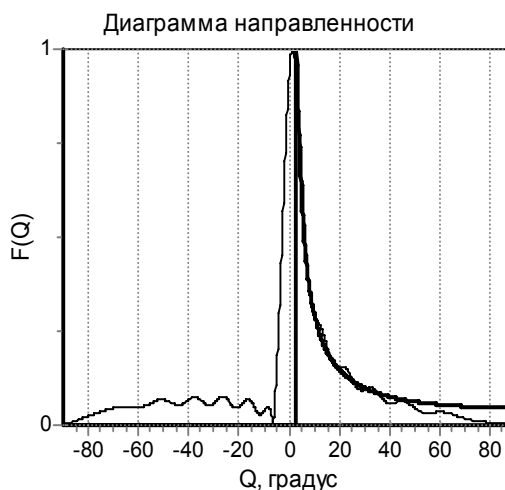


Рис. 4. ДН при ступенчатом фазовом распределении

Как видно, в области углов $Q>0$ полученная ДН и ДН типа $F(Q)=1/\sin Q$ близки друг к другу, но по сравнению с оптимальной ДН (рис.3) возрастает уровень боковых лепестков при $Q<0$. Синфазность возбуждения излучателей в каждой из двух половин решетки может быть обеспечена выбором расстояния между соседними излучателями равным длине волны в системе питания. На рис.5 схематически показана разработанная линейная антенная решетка микрополосковых излучателей прямоугольной формы с последовательной схемой питания. Для возбуждения каждого излучателя используется ненаправленный ответвитель. Расстояние между излучателями $D=\lambda_v$, где λ_v – длина волны в питающей линии.

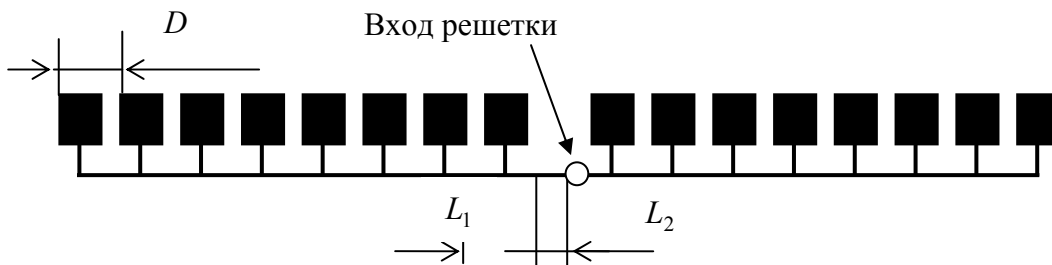


Рис. 5. Схема решетки

В качестве подложки использован фторопласт с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=2$. При $D=\lambda_v$ выполняется условие единственности главного максимума множителя системы решетки. Если условие $D=\lambda_v$ выполнено на средней частоте 9,4 ГГц, то при изменении частоты это условие не выполняется, но, как показывают расчеты,

разность фаз между соседними излучателя при условии обеспечения в питающей линии режима бегущей волны меняется незначительно. Так, в диапазоне частот 9-9,8 ГГц разность фаз между соседними излучателями отклоняется от 360° на $\pm 15^\circ$. Диаграммы направленности решетки на частотах 9 ГГц и 9,8 ГГц показаны на рис. 6.

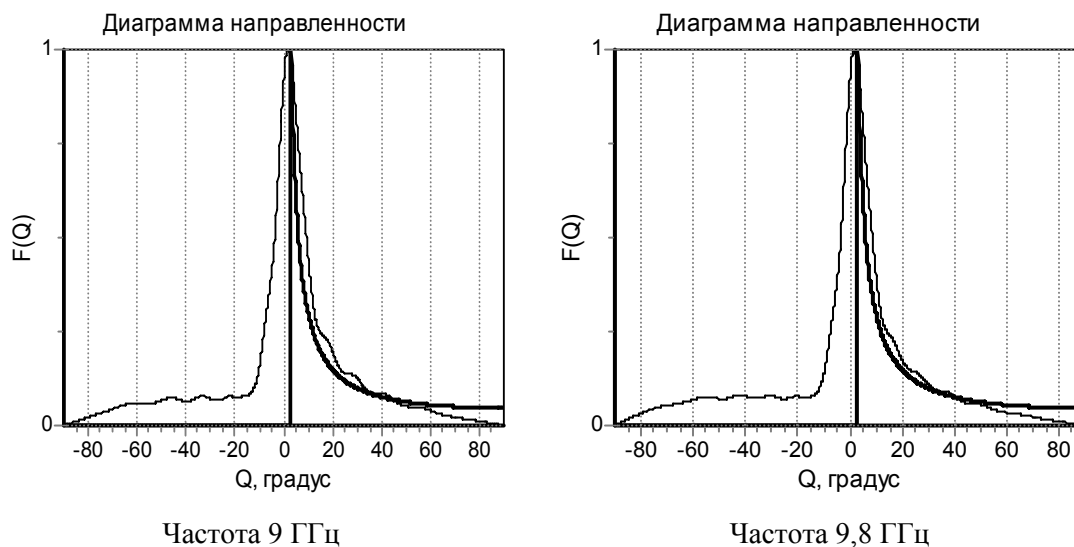


Рис. 6. Диаграммы направленности решетки в диапазоне частот

Необходимый фазовый сдвиг между двумя половинами решетки Φ_0 обеспечивается выбором величин L_1 и L_2 на рис. 5. При $\Phi_0 = 55^\circ$ на частоте 9,4 ГГц в диапазоне 9-9,8 ГГц величина Φ_0 меняется на 5° , что не приводит к заметному изменению ДН.

При моделировании решетки в программе MWO выбором геометрии излучателя и возбуждающей его полосковой линии обеспечено согласование каждого излучателя с короткой полосковой линией и входное сопротивление на входе решетки (рис.5), близкое к значению 50 Ом. На рис. 7 показана зависимость коэффициент стоячей волны (КСВ) от частоты для одного из вариантов решетки – расчетная в программе MWO и экспериментальная. Вход решетки выполнен на коаксиальном волноводе с волновым сопротивлением 50 Ом, поэтому измерения проводились с использованием перехода с прямоугольного волновода на коаксиальный, что ухудшает согласование. Но не только с этим связано расхождение между расчетными и экспериментальными значениями КСВ. Влияет ряд факторов – ошибки в заготовлении экспериментальной модели решетки, ошибки в численном моделировании в программе MWO, погрешности измерения.

На рис. 8 показана экспериментальная диаграмма направленности той же решетки на частоте 9,4 ГГц. Как видно, в области углов $Q < 0$ наблюдается повышенный уровень бокового излучения. Это наблюдается и в расчетных ДН. Это связано, прежде всего, с неточностью реализации оптимального амплитудного распределения возбуждения излучателей с помощью ненаправленных ответвителей (рис. 5), во вторую очередь, с заменой оптимального фазового распределения излучателей на ступенчатое фазовое распределение. Имеющиеся различия расчетных и экспериментальных ДН связаны с выше указанными факторами.

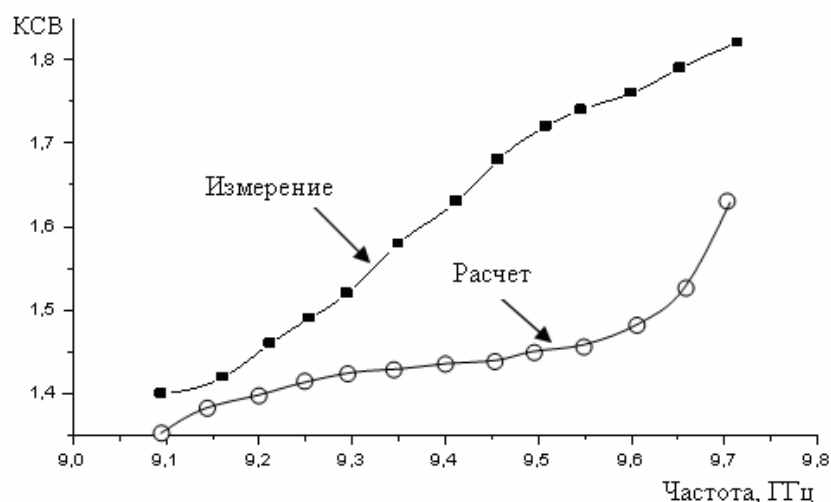


Рис. 7. Зависимость КСВ от частоты на входе решетки



Рис. 8. Экспериментальная диаграмма направленности решетки

Заключение. Проведен численный анализ согласования и диаграммы направленности линейной антенной решеткой с диаграммой направленности типа «косеканс». Рассмотрена антенная решетка с последовательной схемой возбуждения излучателей, в которой излучатели возбуждаются от основной линии с помощью ненаправленных ответвителей. В такой решетке возникают серьезные трудности в реализации амплитудно-фазового распределения излучателей, оптимального для формирования «косекансной» ДН. В связи с этим рассмотрена возможность замены оптимального фазового распределения на ступенчатое, легко реализуемое с помощью последовательной схемы питания. Исследовано влияние параметров такого фазового распределения на параметры ДН.

Литература

1. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн. – М.: Сов.радио, 1980, 291 с.

МОДЕЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДРУКОВАНОЇ РЕЗОНАТОРНОЇ АНТЕНИ

І.Н.Прудюс, В.Д.Голинський, Є.І.Яковенко
Національний університет «Львівська політехніка»

In this work operating characteristics of printed cavity antenna were simulated and the way of their optimization was shown. Printed cavity antenna was designed as a part of active integrated unit.

Вступ. Друковані резонаторні антени (ДРА) прямокутної форми широко застосовуються для реалізації інтегрованих активних антен, які мають широкі функціональні можливості [1]. Для забезпечення оптимальності параметрів функціональних вузлів з активними антенами виникає потреба змінювати параметри ДРА в схемі активного вузла. Для визначення характеристик ДРА простих форм (прямокутних та дискових) використовують модифікований резонаторний метод [1]. Однак цей метод не дозволяє враховувати зміни конфігурації випромінювача та умов його збудження. Тому для дослідження впливу особливостей збудження та конфігурації ДРА на її характеристики авторами застосовано чисельний метод, основні положення якого наведено в [2].

Об'єкт та засоби дослідження. Об'єктом дослідження була ДРА, що складалася з випромінювача, нанесеного на діелектричний підшарок, екрану та штиревого збуджувача, до якого під'єднана коаксіальна лінія. Розмір випромінювача b вибирався з умови резонансу на заданій робочій частоті. Збуджуючий штир був з'єднаний з випромінювачем у точці на його осі симетрії (рис.1).

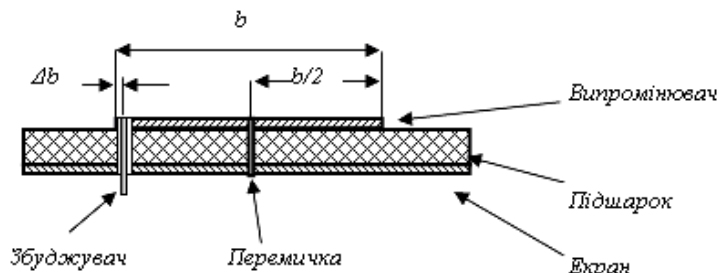


Рис. 1. Друкована резонаторна антена

ДРА виконана на діелектричній платі RT Duroid 5870 з наступними електродинамічними характеристиками: $\epsilon = 2,33$; $\text{tg}\delta = 0,0012$. Товщина плати вибрана з точки зору максимального к.к.д. по потужності випромінювання просторових хвиль основної поляризації [1] і складала 3 мм на робочій частоті 2,4 ГГц. Резонансна довжина антени b визначена з врахуванням вкорочення випромінювача за рахунок крайової ємності випромінюючих щілин і складала 38 мм. Нерезонансний (поперечний) розмір антени вибраний рівним 46 мм, що давало відношення сторін випромінювача приблизно 1,2. Особливістю досліджуваної ДРА була наявність врізок на випромінювачі (рис. 2).

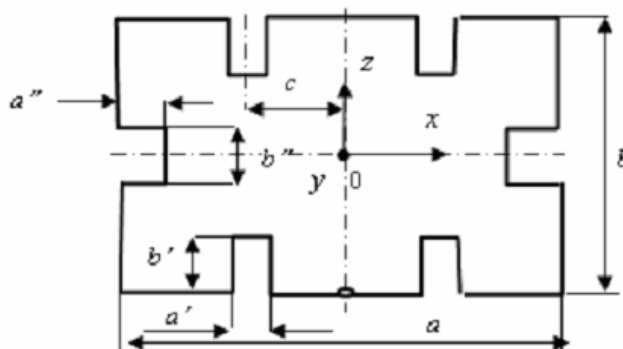


Рис. 2. Випромінювач з врізками

Найбільш важливими електричними характеристиками ДРА в складі різних функціональних вузлів є залежність вхідного опору та діаграми спрямованості (ДС) антени від особливостей збудження та робочої частоти. Для чисельного моделювання залежності вхідного опору антени від частоти використана найновіша професійна програма AWR Design Environment 2003 [3] за наступних умов моделювання. Зона моделювання являє собою паралелепіпед з поперечними розмірами 64×64 мм, в якому знаходилася досліджувана антена. Над випромінювачем антени знаходився шар повітря, з висотою, що у 10 разів перевищувала товщину підшарку. На всіх поверхнях зони, крім нижньої та верхньої, встановлені граничні умови, що відповідали ідеально провідній поверхні. Нижня поверхня була провідною, а верхня - являла собою вільний простір з хвильовим опором 120π Ом. Просторова дискретизація досліджуваної зони виконувалась у відповідності до критерію Найквіста і рекомендацій [2]. Моделювання ДС резонаторної антени виконано з допомогою програми CST Microwave Studio [4], яка характеризується удосконаленою тривимірною графікою, що дало можливість наочно представляти поле випромінювання. Наявність в програмі генератора комірок, який вибирає форму комірок в залежності від геометрії досліджуваної структури, а розміри комірок - у відповідності з електродинамічними параметрами середовища, забезпечило підвищену точність моделювання поля.

Результати досліджень. На рис.3,а та 3,б представлені результати дослідження для активної R та реактивної X складової вхідного опору антени. Одержані результати дозволяють визначити резонансну частоту антени за максимумом активної складової вхідного опору, яка практично не залежить від положення збуджувача. В той же час зміна положення збуджувача дозволяє у широких межах змінювати як активну, так і реактивну складову вхідного опору, що необхідно при оптимізації режиму роботи функціонального вузла.

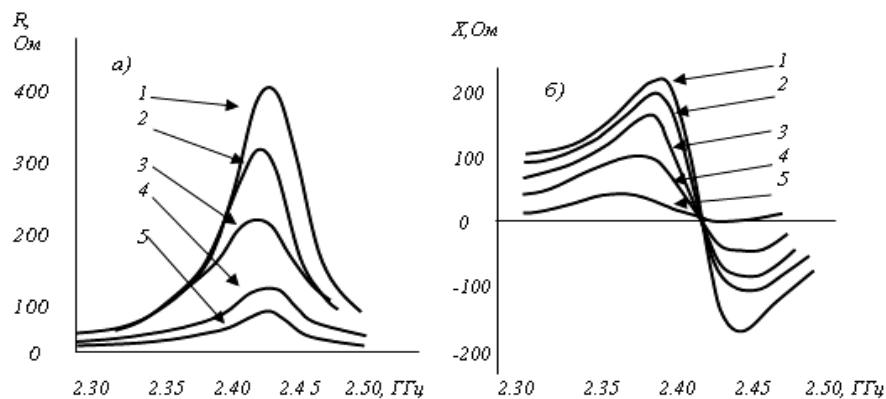


Рис. 3. Залежності активної а) та реактивної б) складової вхідного опору антени від частоти при різних положеннях збуджувача:
 1 – $\Delta b=0$ мм; 2 – $\Delta b=4$ мм; 3 – $\Delta b=8$ мм; 4 – $\Delta b=12$ мм; 5 – $\Delta b=15$ мм

Наступний етап моделювання полягав у дослідженні впливу врізок, виконаних на випромінювачі антени, на її характеристики. Були застосовані два типи врізок (рис.2): розташовані на торцевих краях випромінювача з розмірами $a' \times b'$ та розташовані на бокових краях випромінювача з розмірами $a'' \times b''$. Результати моделювання залежності вхідного опору антени від частоти для різних розмірів врізок, розташованих на торцевих краях випромінювача, подані на рис. 4а,б. У всіх випадках розмір c залишався незмінним: $c=12$ мм. Збільшення глибини врізки до $b'=14$ мм не призвело до помітного впливу на частотні характеристики антени, що можна пояснити взаємною компенсацією додаткових реактивностей протилежного знаку.

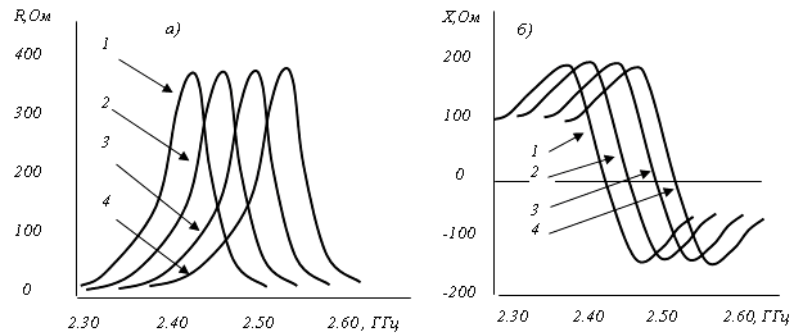


Рис. 4. Зміна вхідного опору антени за наявності візок на торцевих краях випромінювача:

1 – $a'=0$, $b'=0$; 2 – $a'=2$, $b'=8$; 3 – $a'=4$, $b'=8$; 4 – $a'=6$, $b'=8$; (всі розміри в мм)

Результати моделювання залежності вхідного опору антени від частоти для різних розмірів візок, розташованих на бокових краях випромінювача, подані на рис. 5а,б.

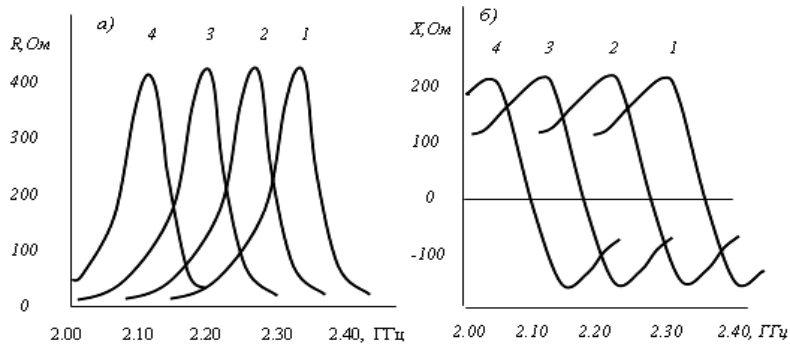


Рис. 5. Зміна вхідного опору антени за наявності візок на бокових краях випромінювача: $b''=8$; 1 – $a''=2$; 2 – $a''=4$; 3 – $a''=6$; 4 – $a''=8$ (всі розміри в мм)

Одержані результати моделювання вказують на можливість зміни резонансної частоти резонаторної антени в сторону вищих частот з допомогою торцевих візок на випромінювачі, а в сторону нижчих частот – з допомогою бокових візок. При цьому ні граничні значення опорів, ні форма частотних характеристик практично не змінюються. Додатково виявлено, що застосування вузьких поперечних візок або щілин на випромінювачі з метою перестроювання частоти антени незначно вплинуло на її частотні характеристики. Однак при цьому помітно погіршилися характеристики випромінювання антени через зменшення амплітуди струмів на торцях, викликаного розташуванням поперечної щілини на шляху високочастотних струмів. При збільшенні довжини візки або щілини рівень поперечних струмів зростає, що призводить до збільшення відносного рівня кросполяризаційного випромінювання.

Порівняння ДС $F_1(\theta, \varphi)$ в площині xoy (рис.2) і $F_2(\theta, \varphi)$ в площині zoy для прямокутного випромінювача на робочій частоті 2,4 ГГц виявило їх відмінність (рис.6,а,б), яка полягає у наступному: ДС $F_2(\theta, \varphi)$ показує вищий рівень випромінювання антени під гострими кутами до площини випромінювача, що пов'язано з впливом поверхневих хвиль, збуджуваних резонансними струмами, які протікають в напрямку осі z .

При підвищенні частоти джерела від 2,4 до 2,8 ГГц максимум випромінювання по напруженості електричного поля спадає на 24% (рис.7). Рівні поперечних та поздовжніх струмів стають близькими за величиною, що призводить до повороту ДС навколо осі y . Це свідчить про значне збільшення рівня кросполяризаційного випромінювання антени.

Спільною рисою для всіх ДС є наявність їх асиметрії, пов'язана з впливом штиревого збуджувача на поле антени. Відображення цієї конструктивної особливості резонаторної антени свідчить про достатньо високу точність моделювання.

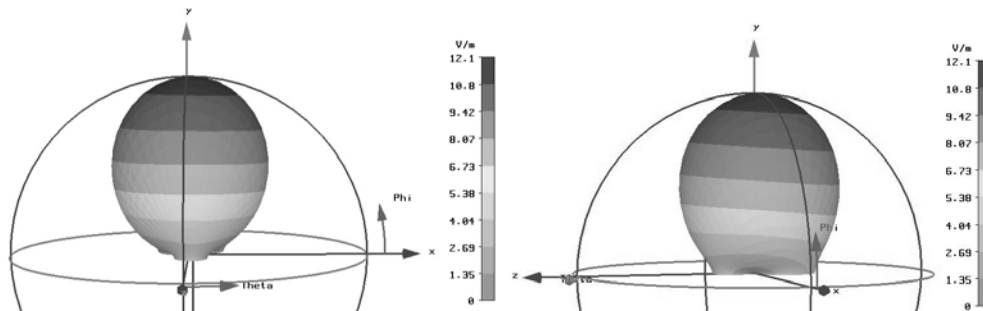


Рис. 6. Діаграми спрямованості резонаторної антени в площині xOy (а) і площині xOz (б) на робочій частоті 2,4 ГГц

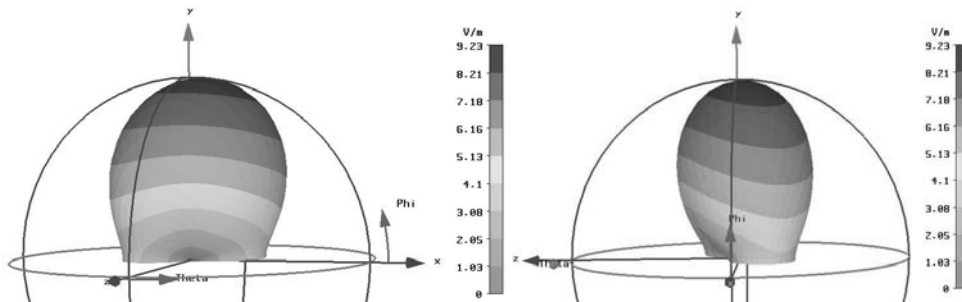


Рис. 7. Діаграми спрямованості резонаторної антени в площині xOy (а) і площині xOz (б) на частоті 2,8 ГГц

Дослідження ДС запропонованих модифікованих резонаторних антен (рис.2) виявило в цілому незначні зміни у характеристиках випромінювання порівняно з базовою конструкцією. При застосуванні поздовжніх врізок $a' \times b'$ спостерігаються менші зміни ДС на вищих частотах, що пов'язано з придушенням поперечних струмів на випромінювачі і зменшенням кросполяризаційного випромінювання.

Висновки. За отриманими результатами моделювання можна стверджувати про можливість змінювання вхідного комплексного опору антени шляхом підбору положення збуджувача для оптимізації режиму роботи функціонального вузла з ДРА. При моделюванні також виявлений ефект перестроювання резонансної частоти ДРА з допомогою врізок на прямокутному випромінювачі: врізки на торцевих краях випромінювача підвищують резонансну частоту, а на бокових краях – понижують її.

Література

1. Панченко Б.А , Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны.-М.:Радио и связь, 1986. – 144 с.
2. Hansen R.C. Moment Methods in Antennas and Scattering. Artech Boston, London, 1990. – 493 p
3. AWR Design Environment 2003. Applied Wave Research Inc. 2004.
4. CST Microwave Studio. Dundas Software Ltd, 2004.

ОБ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН НА ТРОПОСФЕРНЫХ РАДИОЛИНИЯХ

Петров В.А., Шейко С.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. радиоэлектронных систем, тел. (057) 702-15-87

E-mail: res@kture.kharkov.ua

The transmitting antenna gain loss in the troposphere radio systems has been noticed by a number authors [1,2]. A reason of the loss is not quite clear. The phase structure of the scattered field as a possible reason of the transmitting antenna gain loss is examined in this work. It is shown that the scattered field contains the alternating component. There are a few antipodal signal allocated within the whole scattering volume. That is a possible reason of the transmitting antenna gain loss.

Введение. Известно, что в системах, использующих явление дальнего тропосферного распространения ультракоротких радиоволн (ДТР), увеличение коэффициента направленного действия (КНД) антенн не приводит к пропорциональному увеличению мощности сигнала. Такое суммарное снижение эффективности антенн, называемое потерями усиления, достигает 10...12 дБ [1]. Снижение эффективности приемных антенн связано с неоднородностью поля в плоскости апертуры и составляет около 5 дБ при КНД $G_2 \approx 30$ дБ [2,3]. Оценки снижения КНД передающих антенн G_1 по экспериментальным данным и интерпретация потерь усиления разными исследователями неоднозначны. Однако установлено, что при $G_1 \geq 30$ дБ средние потери составляют около 5 дБ и растут с увеличением G_1 . Есть основания считать, что снижение эффективности передающих антенн связано с некоторыми интегральными факторами, проявляющимися в рассеивающем объеме V конечных размеров. Выявление этих факторов существенно для рационального проектирования и повышения эффективности тропосферных линий передачи сигналов.

Цель работы состоит в оценке фазовых соотношений между вторичными волнами, рассеянными разными частями области V , в условиях ДТР из-за разности хода на пути от передающей до приемной антенны.

Задача состоит в оценке амплитуд и фаз сигналов, приходящих от области рассеяния радиоволн V под разными углами, по результатам экспериментального измерения диаграмм направленности приемной антенны [2] при ее вращении в горизонтальной плоскости.

1. Экспериментальные диаграммы направленности приемной антенны. В работе [2] приведены диаграммы направленности (ДН), полученные на трассе ДТР протяженностью 205 км при вращении приемной антенны с шириной ДН в горизонтальной плоскости $\theta_z \approx 0,7^\circ$. Прием сигналов осуществлялся антенной в виде усеченного параболоида вращения размером 2×10 м. На передающем конце трассы использовалась аналогичная антенна. При скоростях вращения 18 и 36 град./с период записи ДН составлял 10 или 20 с. Поэтому ряд последовательно записанных за 80 с диаграмм, искаженных флуктуациями диэлектрической проницаемости воздуха $\varepsilon = \varepsilon_0 + \varepsilon_{фл.}$, соответствует малым изменениям среднего значения ε_0 в объеме V и разным реализациям (выборкам) флуктуирующей составляющей $\varepsilon_{фл.}$.

Максимумы принятого сигнала достигаются при таком положении передающей и приемной антенн, когда оси их ДН лежат в плоскости большого круга. Поскольку ширина ДН антенны в вертикальной плоскости $\theta_e \approx 3^\circ$, то при неподвижной передающей антенне и вращающейся приемной область рассеяния радиоволн V перемещается в пространстве по приблизительно параболической траектории над поверхностью Земли. Вершина параболы находится в плоскости большого круга на минимальном расстоянии к

передатчику. Такая ориентация антенн соответствует условиям ДТР и максимальному среднему уровню сигнала. На рис.1 (а,б) приведены заимствованные из [2] примеры записи сигналов на выходе приемника при вращении антенны, а на рис.2 – усредненные и нормированные данные для серии измерений, соответствующей относительно слабым флуктуациям ε (сплошная линия). В том же угловом масштабе на рис.2 показана нормированная ДН приемной антенны в свободном пространстве (штриховая линия).

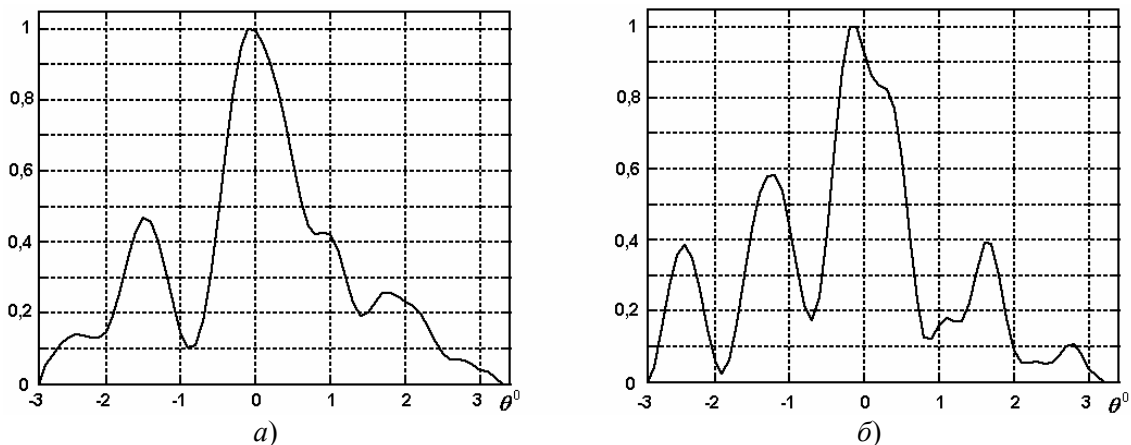


Рис. 1

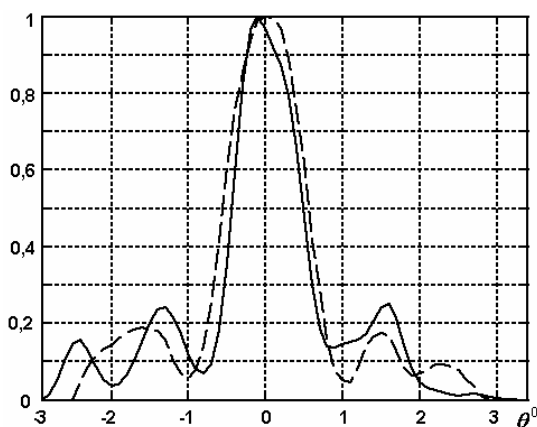


Рис. 2

Обращает на себя внимание тот факт, что ширина главного максимума усредненной ДН меньше ширины ДН в свободном пространстве, хотя усреднение диаграмм проводилось без совмещения главных максимумов. Поскольку в обоих случаях отклик приемника описывается сверткой пространственного распределения источников сигналов с импульсной реакцией приемной системы, сужение наблюдаемой ДН свидетельствует о наличии в пространственном распределении источников вторичных волн противофазных компонент.

2. Алгоритм и результаты дополнительной обработки экспериментальных данных. Исходя из физической интерпретации природы вторичных волн авторами теории рассеяния Букером и Гордоном [4] можно считать, что вторичное излучение при малых углах рассеяния порождается электрическими диполями, образованными крупномасштабными неоднородностями. Их максимальный масштаб ограничен размером области V , связанным с шириной ДН передающей антенны. Ориентация i -го дипольного момента p_i совпадает с направлением вектора электрического поля падающей волны E_0 . Поскольку диполи возбуждаются бегущей волной, разность фаз волн, приходящих в точку приема от разных частей объема V связана лишь с разностью хода, которая монотонно увеличивается с отклонением луча от плоскости большого круга и высотой над поверхностью Земли.

На трассе длиной 200 км горизонтальное отклонение направления прихода волны на $\sim 0,06^\circ$ изменяет фазу сигнала на π . Отклонение на $0,35^\circ$, т.е. на полуширину ДН, изменяет фазу волны на 6π . Очевидно, при разной ширине ДН в объеме V число зон Френеля различно, а суммарный эффект действия этих зон изменяется не монотонно. Это

может быть одной из причин большого разброса оценок потерь усиления передающих антенн в разных экспериментальных работах. В ходе дополнительной обработки данных работы [2] рассматривалась возможность синтеза одного из вероятных пространственных распределений $X(\theta)$ амплитуд источников вторичных волн, которая отвечала бы одновременно двум требованиям:

- свертка этого распределения с известной импульсной реакцией (ДН в свободном пространстве) отличается от экспериментальных диаграмм в среднеквадратичном не более, чем на конечную величину σ ,

- источники однополярны.

Как показано ниже, среди действительных функций отсутствуют решения, удовлетворяющие указанным требованиям.

Для синтеза решения использовался итерационный алгоритм Ван-Циттерта [5]. Суть алгоритма состоит в следующем. Вначале формируется произвольная гипотеза распределения источников. Свертка этого распределения с импульсной реакцией приемной части системы сравнивается с измеренной экспериментально диаграммой направленности и вносится коррекция в гипотезу. Такая процедура повторяется циклически заданное число раз N . Скорректированная N раз гипотеза и является искомым решением. Среднеквадратическая разность экспериментальных данных и вычисляемой свертки контролируется в каждом цикле итераций. В общем виде такая задача соответствует решению интегрального уравнения Фредгольма I рода и имеет точное решение при точно заданной правой части. Применение такого алгоритма к обработке экспериментальных данных приводит к неограниченно растущей ошибке, т.е. задача является некорректной по Тихонову А.Н. Решение таких задач существует, если ищется не точное решение, а одно из множества решений, отличающихся в среднеквадратичном на конечную величину. Для регуляризации решения задачи по Тихонову А.Н. применяются разные способы коррекции решений, которые, как правило, можно свести к эквивалентным операциям коррекции частотной характеристики инверсного фильтра. Известны также процедуры нелинейной обработки, корректирующие характеристику в каждом цикле итераций.

В нашем случае итерационный алгоритм Ван-Циттерта модифицирован введением нелинейной обработки спектра решения и экспоненциальным подавлением его высокочастотных составляющих. После модификации алгоритм сходится к одному из возможных решений при произвольном выборе первоначальной гипотезы.

Для ограничения классов функций, в которых ищется решение, дополнительной нелинейной операцией запрещались отрицательные значения решения. Многочисленными экспериментами установлено, что в этом случае достичь сходимости алгоритма с заданной допустимой ошибкой невозможно, т.е. среди однополярных функций регулярные в указанном смысле решения отсутствуют.

Если не вводится такое ограничение, то в классе знакопеременных функций эффективная сходимость достигается после 15...20 итераций. Устойчивость алгоритма к случайным ошибкам эксперимента проверялась увеличением числа итераций до $N = 300$. Даже при таком числе итераций среднеквадратическая ошибка σ монотонно уменьшается.

На рис.3 (а) показаны экспериментальная ДН (сплошная линия) и результат синтеза искомого распределения источников после 100 итераций (штриховая линия), а на рис.3 (б) – зависимость среднеквадратической ошибки σ от числа итераций N .

Решение интегрального уравнения свертки или уравнения Фредгольма I рода формально сводятся к инверсной фильтрации, что эквивалентно увеличению разрешающей способности системы путем сужения импульсной реакции (т.е. подъему высших составляющих спектра свертки). В нашем случае достигается увеличение разрешающей способности примерно в 2 раза. Дальнейшее повышение разрешающей способности ограничено недостаточно большим отношением сигнал/шум.

Существенной для анализа информативной частью приведенных графиков является интервал углов $(-1^\circ, +1^\circ)$. За пределами этого интервала сигналы на выходе приемника обусловлены вторичным излучением из тех частей пространства, которые не принадлежат области рассеяния V при ДТР.

Кроме знакопеременной части в этом интервале углов присутствует средняя составляющая, что согласуется с установленным экспериментально фактом наличия «когерентной» составляющей рассеянного сигнала в точке приема [1].

Синтезированное угловое распределение амплитуд источников (см. рис.3, а) вполне может соответствовать выборочному распределению диэлектрической проницаемости ϵ среды в реальной атмосфере.

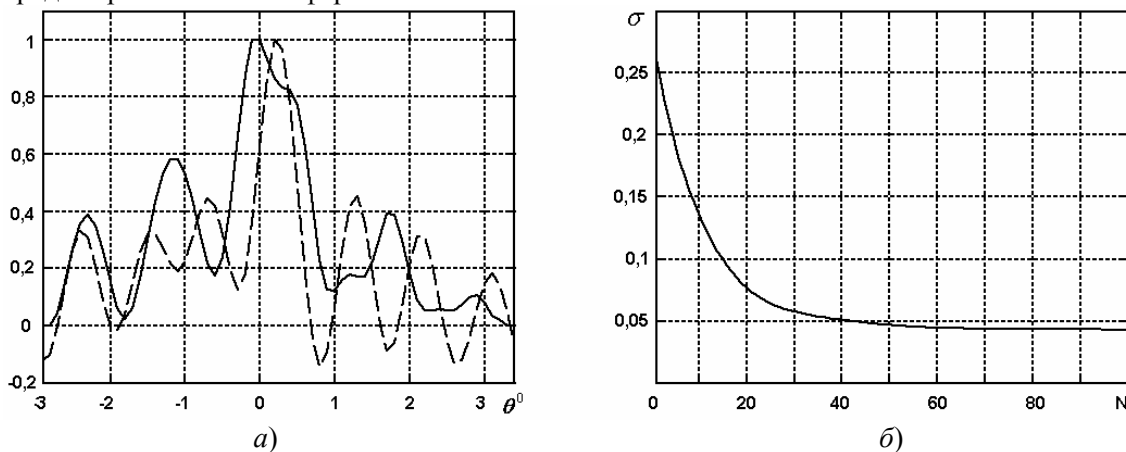


Рис. 3

Выводы. В пределах главного лепестка диаграммы направленности передающей антенны в объеме рассеяния существуют области противофазного излучения, сравнимые между собой по интенсивности. Количество зон противофазного излучения, находящихся в объеме рассеяния, связано с шириной диаграммы направленности передающей антенны, причем с уменьшением ширины ДН число зон уменьшается.

Суммарное действие излучений из этих зон в точке расположения приемной антенны приводит к снижению интенсивности поля в точке приема и формально выглядит как потери усиления передающей антенны, поскольку интервал корреляции рассеянного поля и потери усиления приемной антенны не меняются.

Зависимость потерь усиления от КНД передающей антенны не монотонная; может наблюдаться как уменьшение уровня принимаемого сигнала, так и его относительное увеличение. По-видимому по этой причине оценки потерь усиления передающих антенн в разных экспериментальных работах существенно различны.

Литература

1. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких радиоволн / Под ред. Б.А. Введенского и др. М.: Сов. Радио. – 1965. – 418 с.
2. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. — 384 с.
3. Петров В.А., Шейко С.А. Потери усиления антенн в системах измерения профиля ветра // Радиоэлектроника и информатика. – 2002. – № 4. – С. 41-43.
4. Booker H.G., Gordon W.E. A Theory of Radio Scattering in the Troposphere // Proc. IRE, 38. – 1950, №4. – P. 401.
5. Обработка изображений и цифровая фильтрация / Под ред. Т. Хуанга. М.: Мир. – 1979. – 318 с.

МОДЕЛЬ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ КАК ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ

Маслий В.В., Цопа А.А., Цопа А.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, кафедра основ радиотехники, тел. 702-15-87
E-mail: knure-res@kharkov.ukrtel.net; факс (057) 702-10-13

The newest universal cable line model is offered in thesis as a radiative system, which allows to determine not only noise protectability but also cable line security. Results over of calculations, proving possibility of offered model wide adaptation are also shown.

Введение. При исследовании защищенности кабельных линий связи (изучение их помехозащищенности и скрытности) важную роль играет этап моделирования линий связи (ЛС) в режиме приема и излучения электромагнитных волн (ЭМВ).

Для случая воздействия постановщика помех на аналоговый канал связи модель ЛС рассмотрена в [1]. Недостаток этой модели состоит в том, что она не может быть применена для определения скрытности кабельных каналов связи. Это связано с тем, что представление кабеля в виде эквивалентной длинной линии, не дает возможности рассмотреть задачу о его мощности излучения в окружающее пространство. Кроме того, в модели не учитываются особенности спектра цифровых сигналов, которые используются в современных системах передачи информации.

В этой связи актуальным вопросом, который решается в данном докладе является построение модели, позволяющей провести анализ, как помехозащищенности, так и скрытности кабельных каналов связи, функционирующих в составе цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) на основе xDSL технологий.

Основная часть. В основу такой усовершенствованной модели положим представление о кабеле как о антенне. Кабель при изучении режимов приема и излучения ЭМВ может быть рассмотрен как подземная антенна диаметра d (диаметр внешней металлической оплетки кабеля).

Теория подземных антенн хорошо развита в монографии [2]. Следуя этой работе, примем такие предположения и упрощения.

1. Будем считать, что поверхность земли является плоской границей раздела двух сред: воздуха с параметрами удельной диэлектрической проницаемости ϵ_1 , волнового коэффициента k_1 и земли с параметрами удельной диэлектрической проницаемости ϵ_2 , волнового коэффициента k_2 и удельной проводимости σ_2 (рис. 1).

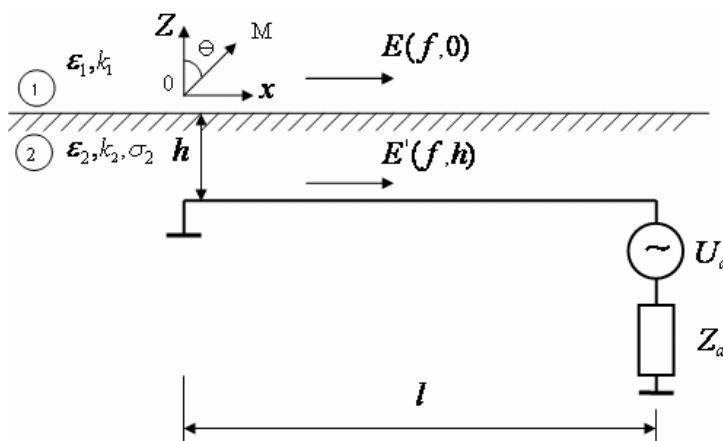


Рис. 1

2. Также предположим, что на всей длине l (рис. 1) кабель находится на глубине h от поверхности земли. В реальных ЦСПИ длина ЛС $l \approx 1..10$ км. При использовании xDSL технологий частота линейного сигнала может лежать в диапазоне $f \approx 1..10$ МГц ($\lambda \approx 30 - 200$ м), т.е. выполняются следующие условия $l/\lambda \geq 3,3..33$, $d \ll l$.

3. При указанных размерах l/λ и $h = 1$ м оболочка кабеля может быть представлена в виде стелющейся антенны. Для определения ее параметров может быть использована теория проводов конечной длины, изложенная в [2].

На рис. 1 изображена такая антенна с входным сопротивлением Z_a , конец ее заземлен т.к. концы отрезков кабеля заземляются. Второй конец системы подключен к генератору напряжения U_a , наведенного либо постановщиком помех в режиме приема и напряжением сигнала U_c модема в режиме передачи.

Рассмотрим две эквивалентные схемы (рис. 2) в режиме приема (а) и передачи (б).

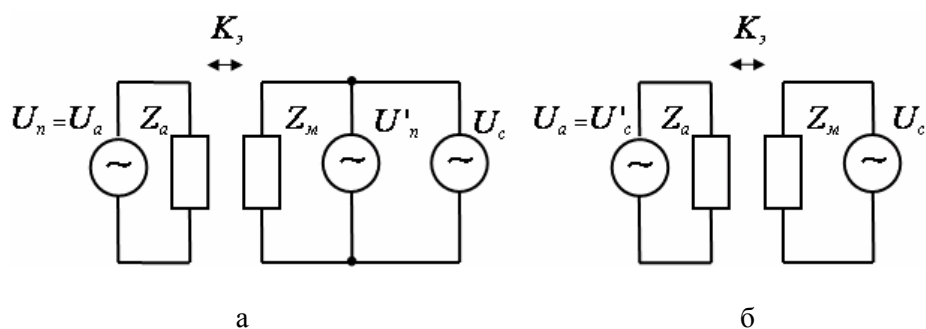


Рис. 2

При приеме ЭМВ от постановщика помех $U_a = U_n$, где U_n – наведенное напряжение помех, выделяемое на сопротивлении Z_a . За счет электромагнитной связи часть напряжения помех U'_n выделится на входном сопротивлении модема Z_m ($U'_n = K_3 \cdot U_n$). Коэффициент экранирования кабеля K_3 , характеризующий степень его защищенности, может быть определен экспериментально в интересующем диапазоне частот.

В режиме передачи напряжение сигнала U_c модема из-за неидеальности экранировки частично выделяется на входном сопротивлении антенны $U_a = U'_c = K_3 \cdot U_c$. В свою очередь это приводит к появлению излучения над границей раздела сред, которое может быть зафиксировано обнаружителем.

Рассмотрим теперь порядок определения защищенности кабельного канала связи длиной l , приближенно полагая, что соседние пролеты мало влияют на конечный результат. Это упрощение оправдано данными работы [1], где показано, что определяющий вклад в напряжение помехи вносит участок наиболее близко расположенный к постановщику помех.

Запишем, следуя [2], формулы, необходимые для проведения расчетов. Рассмотрим вначале случай воздействия на ЦСПИ постановщика помех, создающего у поверхности земли напряженность поля $E(f, 0)$ (см. рис. 1).

Тогда напряженность электрического поля на глубине h равна

$$E'(f, h) = E(f, 0)L(f, h) = E(f, h) \cdot \frac{k_1^2}{k_2^2} \cdot e^{-\chi} = \cos\theta \cdot \cos\varphi \cdot e^{ik_1 \cdot \lambda \cdot \cos\varphi} \cdot e^{-\chi},$$

где $L(f, h)$ – коэффициент затухания в почве.

$$\chi = k_1 \cdot h \cdot \text{Im} \sqrt{\varepsilon_2' - 1}, \quad \varepsilon_2' = \varepsilon_2 - i60 \cdot \lambda \cdot \sigma_2,$$

θ, φ – меридианный (рис. 1) и азимутальный углы, определяющие направление радиус-вектора в точку наблюдения M .

В [2] показано, что сопротивление Z_a горизонтальной подземной антенны практически равно волновому сопротивлению провода Z_B , что позволяет считать оболочку кабеля аналогом антенны бегущей волны.

Действующая высота h_0 подземной антенны бегущей волны определена в [2].

При известной действующей высоте антенны напряжения помехи U_{II} и U'_{II} определяются так

$$U_{II} = |E'(f, h)| \cdot |h_0|, \quad U'_{II} = K_3 \cdot U_{II}.$$

Таким образом, при заданных величинах $E(f, 0), h, \epsilon_2, \sigma_2, d, K_3$ можно рассчитать значение U'_{II} и сравнить его с допустимым напряжением помехи $U_{IIД}$. Величина $U_{IIД}$ для ЦСПИ, функционирующих на основе xDSL технологий неизвестна и подлежит экспериментальному определению.

При рассмотрении режима излучения кабеля задается величина U_C и h , параметры почвы ϵ_2, σ_2 и кабеля d, K_3 . Затем определяются напряжение U'_C на входном сопротивлении антенны и напряженности поля излучения

$$U'_C = K_3 \cdot U_C, \quad |E'(f, h)| = \frac{U'_C}{|h_0|}, \quad E(f, 0) = \frac{E'(f, h)}{L(f, h)}.$$

В заключении доклада приводятся результаты расчетов, доказывающих возможность практического применения предложенной модели.

Выводы. Совокупность принятых приближений и приведенных соотношений представляет собой новую модель отрезка кабеля канала связи в виде подземной антенны бегущей волны.

Эта модель является более универсальной по сравнению с моделью из [1] и позволяет рассчитать не только помехозащищенность, но и скрытность кабельного канала связи, с учетом его характеристик направленности. Для проведенных конкретных расчетов необходимо знание величины $U_{IIД}$ и K_3 , подлежащих экспериментальному определению.

Литература

1. Михайлов М. И., Разумов Л. Д. Защита кабельных линий связи от влияния внешних электромагнитных полей. – М.: «Связь», 1967. – с. 343.
2. Лавров Г. А., Князев А. С. Приземные и подземные антенны. – М.: «Советское радио», 1965. – с. 472.

Секция № 4
**ИССЛЕДОВАНИЕ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ
И КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ МЕТОДАМИ
ЛОКАЦИИ И РАДИОАСТРОНОМИИ**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ АСТРОНОМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ДЛЯ РАБОТЫ ПО БАЛЛИСТИЧЕСКИМ МОДУЛЯМ КОСМИЧЕСКИХ МИССИЙ

Деденок¹ В.П., Резниченко^{1,3} А.М., Шульга² А.В., Ямницкий³ В.А.

¹Харьковский центр Института космических исследований НАНУ-НКАУ
61166, г. Харьков, просп. Ленина. 14, к. 610, тел. (057) 702-63-46,

E-mail: kharkov_ikd@ukr.net

²Научно-исследовательский институт «Николаевская астрономическая обсерватория»
г. Николаев, ул. Обсерваторная 1, тел. 8-063-774-06-46,

E-mail: shulga@mao.nikolaev.ua

³„Научно-исследовательский производственный центр ХАРКОС» филиал государственного предприятия Министерства обороны Украины «Научно-исследовательский институт радиоэлектронной техники»

г. Харьков ул Динамовская 3а, тел. (057) 702-63-46

E-mail: harkos@ukr.net

The real work is devoted the question of the use of optical astronomic facilities for work on the ballistic modules of missions of spaces, for example, of type of space vehicle «Radioastron», being on orbits with a large ellipse. For clarification of parameters of motion of vehicles of spaces simultaneous treatment of results of supervisions, conducted the instruments of the Nikolaev astronomic observatory (NAO) and National center of management and tests of facilities of spaces is offered (NCMT FS). Experimental data, got at the supervision of objects of spaces, being on high-elliptic orbits, similar with the supposed orbit space vehicle «Radioastron» and ground of expedience of such supervisions, are cited.

Введение. Одной из перспективных задач радиоастрономии, планируемых для выполнения космическими миссиями, является проведение радиоинтерферометрических наблюдений с использованием орбитальных и наземных радиотелескопов, находящихся на сверхдлинных базах. Примером может служить космическая миссия «Спектр-Р» с космическим аппаратом «Радиоастрон», предполагающая наблюдение космических радиоисточников наземными радиотелескопами РТ-70 (г.г. Евпатория, Усурийск) и орбитальным радиотелескопом с диаметром зеркала около 10 м. Предполагается запуск КА «Радиоастрон» на высокоэллиптическую орбиту с апогеем в районе Лунной орбиты.

Для обработки результатов радиоинтерферометрических наблюдений требуется с высокой точностью определить вектор базы наблюдений, т.е. требуются параметры орбиты космического радиотелескопа в районе апогея, где проводятся сеансы наблюдений, что представляет собой достаточно сложную задачу.

Постановка задачи. Движение космических аппаратов на высокоэллиптической орбите в районе апогея происходит достаточно медленно, в связи с чем его орбита подвержена существенным солнечно-лунным возмущениям, а также возмущениям от светового давления. Последняя величина достаточно значительна (диаметр зеркала радиотелескопа КА «Радиоастрон» - 10 м), и может быть рассчитана весьма приближенно.

Радиолокационные измерения параметров орбиты таких аппаратов проводятся, как правило, в районе перигея, и не позволяют прогнозировать их положение в апогее с достаточной степенью точности.

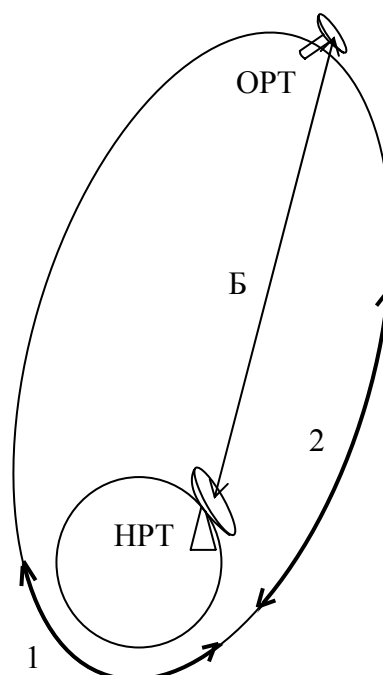


Рис. 1. Измерения параметров орбиты КА

В то же время оптические наблюдения с помощью астрономических средств позволяют успешно решить указанную задачу [1]. На рис. 1 представлены участки наблюдений такого космического аппарата: НРТ – наземный радиотелескоп, ОРТ – орбитальный радиотелескоп, Б – база наблюдений, 1 – участок радиолокационных наблюдений КА, 2 – участок оптических наблюдений КА.

Методы решения задачи. Для получения уточненных параметров движения высокоорбитальных космических аппаратов предлагается использовать оптические астрономические средства, которые представлены в табл. 1.

Таблица 1

Оптические астрономические средства для наблюдения КА
на высокоэллиптических орбитах

№	Наименование инструмента	Расположение, принадлежность	Диаметр главного зеркала, см.	Светоприемная аппаратура
1	АЗТ-8	г. Евпатория, НЦУИ КС	70	ПЗС
3	КОС «Сажень»	г. Евпатория, НЦУИ КС	50	ПЗС, ТВ
4	КОС «Сажень»	г. Дунаевцы, НЦУИ КС	50	ТВ
5	Телескоп «САК» («Скоростной автоматический комплекс»)	г. Николаев, НАО	30	ПЗС
7	Мобильный телескоп «Мобител» (в стадии разработки)	транспортируемый, НАО	50	ПЗС

Все указанные телескопы способны проводить наблюдения высокоорбитальных космических аппаратов, все инструменты в настоящее время оснащены ПЗС матрицами (или телевизионными трубками) и могут использоваться для проведения наблюдений и получения измерений «относительным» методом [2]. Точность получения угловых параметров измерений при использовании «относительного» метода составляет 1...2 угловых секунды [3]. Особо следует отметить, что одновременное использование измерений, полученных несколькими достаточно удаленными оптическими средствами, позволит значительно поднять точность восстановления параметров движения космических аппаратов.

Для получения целеуказаний при проведении измерений, а так же для восстановления параметров движения космических аппаратов может быть использован разработанный в Харьковском центре Института космических исследований НАНУ-НКАУ программный комплекс «Prognoz».

Особенностями данного комплекса является:

- возможность одновременной обработки измерений, полученных разнотипными измерительными средствами, в том числе и оптическими, и разными методами,
- возможность решения краевой задачи методом наименьших квадратов при получении уточненных параметров движения аппарата по измерениям,
- возможность прогнозирования движения космических аппаратов, в том числе высокоорбитальных, с использованием современных астрономических моделей (прецессия, нутация, Солнечно-Лунные возмущения, атмосферные возмущения, возмущения светового давления и др.),

- возможность формирования целеуказаний для наблюдений космических аппаратов оптическими астрономическими средствами, в том числе оснащенных ПЗС матрицами,

- возможность использования данных каталогов НОРАД,
- наличие развитого человеко-машинного интерфейса, в том числе и графического).

В качестве начальных условий для получения уточненных параметров движения КА предлагаются данные НОРАД, которые для высокоорбитальных аппаратов обновляются 1...2 раза за виток.

Для формирования более надежных целеуказаний оптическим средствам предполагается использовать уточненные параметры движения КА.

Экспериментальная проверка методов. Для экспериментальной проверки предложенных методик использовались телескоп АЗТ-8 НЦУИ КС в г. Евпатория и телескоп «САК» Николаевской астрономической обсерватории. Наблюдения проводились с использованием ПЗС матриц, работающих в режиме синхронного переноса заряда или накопления заряда, а их обработка проводилась «относительным» методом с использованием опорных каталогов звезд.

В период с 20.04.08 по 07.06.08 проводилось наблюдение следующих космических объектов (см. табл. 2).

Таблица 2

Наблюдаемые космические объекты

№	Международный номер	Номер по каталогу НОРАД	Название КО	Параметры орбиты		
				Апогей, км.	Перигей, км.	Период, сутки
1	1977-093A	10370	PROGNOZ 6	173 605	24 662	3.95
2	1983-020A	13901	ASTRON	191 992	12 420	4.12
3	1999-040B	25867	CXO	129 091	19 757	2.64
4	2000-045B	26464	CLUSTER II-FM8	127 503	10 340	2.38
5	2002-048A	27540	INTEGRAL	152 070	10 658	2.99

Наблюдения проводились на восходящей ветви орбиты и в районе апогея.

Контрольный прогноз начальных условий НОРАД на те же данные через 1...2 витка показали расхождение положения объекта в 100...1000 км, т.е. данные НОРАД, полученные, как правило, с помощью радиолокационных наблюдений, мало пригодны для прогноза движения высокоорбитальных космических аппаратов.

Для обработки измерений, полученных «относительным» методом с использованием опорных звезд использовался разработанный в Харьковском центре Института космических исследований НАНУ-НКАУ программный комплекс «Prognoz».

Производилось решение краевой задачи по методу наименьших квадратов, причем в качестве начальных условий использовались данные каталогов НОРАД.

На рис. 2 в качестве примера приведены невязки оптических измерений и прогноза уточненных по методу наименьших квадратов начальных условий движения для космического объекта 13901. Как видно из рисунка, невязки измерений и прогноза составляют не более 2 угловых секунд, что соответствует отклонению положения аппарата в апогее не более 1.5 км. Таким образом, базис наблюдений может быть определен с относительной точностью 10^{-5} .

Прогноз уточненных по оптическим измерениям начальных условий на аналогичные данные через 1...2 витка показали расхождение положения объекта в 30...40 км, т.е. данные, полученные с помощью оптических наблюдений, вполне пригодны для прогноза движения высокоорбитальных космических аппаратов.

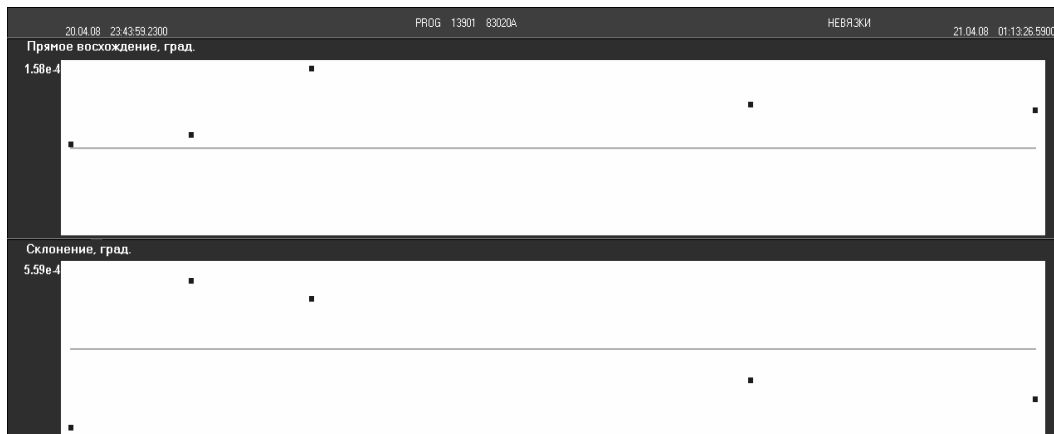


Рис. 2. Объект 13901, невязки измерений с прогнозом УНУ

Выводы. Подводя итог вышесказанному, можно сформулировать следующие положения.

- В Украине имеются оптические астрономические средства для наблюдения высокоорбитальных КА, с программным обеспечением для обработки результатов наблюдения «относительным» методом с использованием опорных звезд, а также программные средства для вторичной обработки совокупности разнородных измерений и получения УНУ по космическому аппарату «Радиоастрон».

- Обработка измерений оптических средств, полученных «относительным» методом показала, что использование их результатов на 2...3 порядка повышает точность прогноза по сравнению с использованием данных НОРАД. При этом на 1...2-суточном интервале прогноза УНУ ошибка положения аппарата (т.е. ошибка базиса наблюдений) может составлять 1...2 км.

- Получаемые астрономическими средствами НЦУИ КС и НАО измерения, а также результаты их последующей обработки могут быть использованы:

- для выдачи на ЦУП, обеспечивающий выполнение космической миссии «Спектр-Р», уточненных данных с целью формирования более надежных прогнозов движения,

- для формирования уточненных данных с целью формирования целеуказаний астрономическим средствам наблюдений,

- для формирования уточненных данных с целью формирования «резервного комплекса» сопровождения космических аппаратов типа «Радиоастрон» или высокоорбитальных объектов космического мусора,

- для формирования уточненных данных о параметрах орбиты для их использования при обработке результатов, полученных в режиме РСДБ наземными и космическим радиотелескопом.

Литература

1. Пути решения проблемы ведения каталогов объектов ближнего космоса на основе наблюдений оптических средств, Резниченко А.М., Зюбин В.И., Мишура И.И., Ямницкий В.А., Доповідь на міжнародній конференції МАО-180, Миколаїв, 2001.

2. Имитационная модель блеска космических аппаратов, Резниченко А.М., Мишура И.И., Ямницкий В.А., Системи обробки інформації. – Харків: НАНУ, ПАНУ, ХВУ. – 2003. – Вип. 5. – С.44-52.

3. Оценка точности телескопа АЗТ-28 при измерении звезд, как эталонных объектов, Кожухов А.М., Брюховецкий А.Б., Рыхальский В.В., Рыщенко С.В., Матвеев Л.М., Ямницкий В.А., Збірник наукових праць об'єднаного науково-дослідного інституту збройних сил. – Харків: ОНДІ ЗС. – 2007. Випуск 2(7). – С. 245 – 254.

ПРОБЛЕМЫ ЭКОЛОГИИ И ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ И НЕКОТОРЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИХ РЕШЕНИЯ

Ляпин А.Г., Ярошенко В.С.

Корпорация «Российские технологии», Москва, Гоголевский б-р, 21.

Тел. (495) 680-41-46, e-mail: olgyaroshenko@yandex.ru

Проводится краткий обзор основных проблем экологии и энергосбережения на примере России; показана связь этих двух проблем и предлагаются некоторые, апробированные авторами методы их решения. Важное место среди них занимают методы прикладной радиоэлектроники, в частности – использование генераторов коротких импульсов и гармонических колебаний для активации жидкостей, воздуха, разрушения твердых тел и т.п., в сочетании с методами других дисциплин.

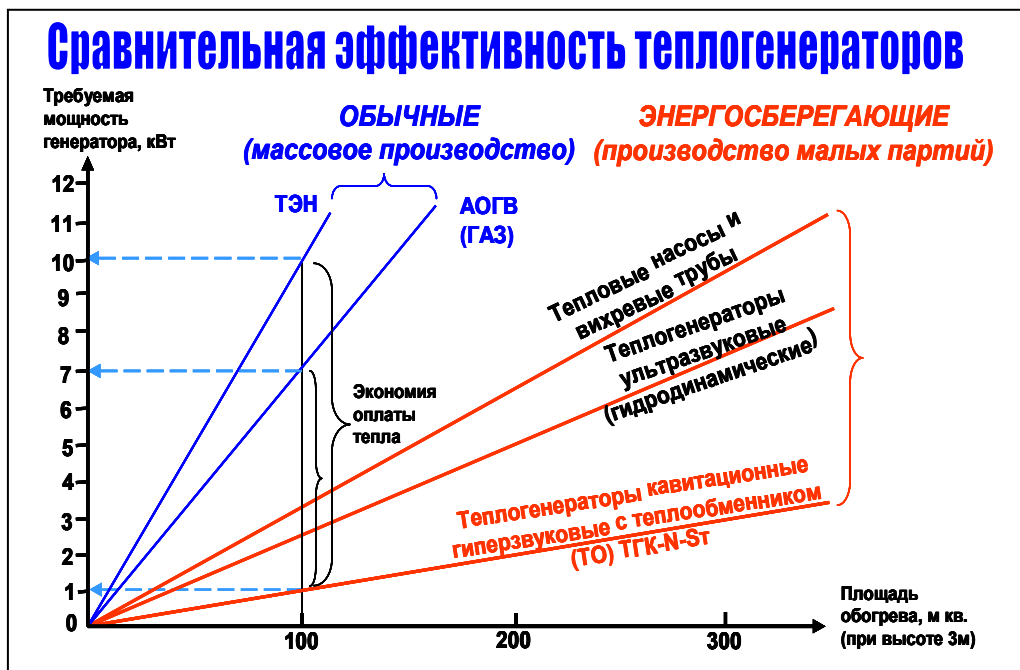
Состояние окружающей среды в мире ухудшается ежегодно. В России уже более 30% населения живет в неблагоприятных экологических условиях.

Из всего множества вредных факторов наиболее губительным образом на здоровье и долголетие человека влияют загрязненный воздух, недостаток в нем электроотрицательных ионов и кислорода, употребление некачественной пищи и воды.

Особенно плохо обстоит дело с качеством воды, а ведь организм человека на 70-80% состоит из нее! Несмотря на строгие нормы Всемирной Организации Здравоохранения (СанПин-2007, ранее – СанПин-2002), запрещающие хлорирование воды для питья и приготовления пищи, даже в Москве, где бюджет в десятки раз больше, чем в других больших городах, только часть водонасосных станций переведена на озонирование. Хлорирование преобладает по всей России, да и в других странах СНГ. Почему же, если руководители всех уровней знают беды экологии, дела с ней все хуже и хуже? На наш взгляд, есть две основные причины. Первая – степень бедствия законодателями и большими начальниками не осознана; научно-техническое сообщество задач и финансовых средств на эти работы не получило. Вторая – нехватка энергии, чтобы вести экологически безвредное производство и своевременно устранять накапливающийся ущерб от вредных производств. Энергии не хватает как для развития экономики, так и для обеспечения жизнедеятельности населения (теплоснабжения, водоснабжения и др.). Все вновь вводимые электрические мощности уходят на решение этих задач, причем, по оценкам специалистов, из-за нехватки энергии Россия, например, теряет в год до 5% ВВП. Поэтому найти необходимые ресурсы энергии для решения экологических проблем наиболее реально лишь за счет энергосбережения. А есть ли здесь резервы? Они огромны, ведь энергоемкость производства в России (очевидно, также в Украине и других республиках СНГ) примерно в 3 раза выше чем у ведущих стран Запада. Если посмотреть структуру энергопотребления, то самая большая доля – около 40% (а по некоторым данным – до 50%) всей энергии у нас тратится на отопление.

Вот с чего надо начинать. Вот здесь – главный резерв энергосбережения, и его использование – не только самоцель (ибо это удешевляет производство в целом), но и средство решения экологических проблем в наше время. Т.о., обе проблемы могут быть связаны и, как мы увидим далее, зачастую одно и то же научно-техническое достижение может обеспечить их решение.

Централизованное теплоснабжение, особенно для городских многоквартирных домов, уже сыграло свою положительную роль, но когда теплотрассы не ремонтировались десятки лет, никаких денег не хватит на их полную замену. Учитывая, что в длинных дырявых теплотрассах теряется до 70-80% тепла, уже высказывались предложения о поэтапном переходе к децентрализованному теплоснабжению жилых и служебных зданий, и это заслуживает внимания. Но какие генераторы тепла нужны для этого, на первых порах – хотя бы для малоэтажных домов, коттеджей и т.п.? С точки зрения экологии при сегодняшних технологиях ни уголь, ни нефтепродукты как энергоносители не годятся. Сравним тепловую эффективность двух наиболее массовых типов теплогенераторов – ТЭН (на электричестве) и АОГВ (на газе), и немногочисленных пока энергосберегающих генераторов, использующих эффект кавитации жидкого теплоносителя, разогнанного до больших скоростей электрическим насосом.



Из рисунка видно, что все три типа энергосберегающих генераторов значительно превосходят по тепловой эффективности, а, следовательно, и по стоимости эксплуатации, и ТЭН и АОГВ. Очень важно, что как альтернатива любому традиционному генератору тепла, сжигающему (обычно с дымом) невозобновляемые энергоносители, такого рода новые устройства, при их массовом применении, безусловно внесут большой вклад в решение сразу двух проблем – и энергосбережения, и экологии в широком смысле этого слова. Речь о том, что практически все другие типы отопителей, в том числе и на газе, небезопасны, ведь только в январе 2008 года в России было 7 случаев взрыва газа с гибелью людей и разрушением жилья.

Из трех типов новых генераторов наиболее эффективным является разработанный под руководством проф. Ляпина А.Г. ТГК-So-St, где So- площадь обогрева помещения (для расчетной высоты 3м), St – эффективная площадь теплообменника в кв.м.

Что касается двух других типов, то, например, вихревые трубы имеют наименьший среди энергосберегающих теплогенераторов коэффициент теплопреобразования K_t порядка 1.2 -1.6. но более дешевы; у некоторых ультразвуковых теплогенераторов, где используются сопла Лавалья, скорость движения теплоносителя достигает нескольких сотен м/с, что повышает интенсивность кавитации и дает рост K_t до 1.8-2.2.

В состав ТГК-So-St входят усовершенствованная вихревая камера ВК (на базе вихревой трубы Ранке-Хильша) и многоступенчатый кавитатор МК, в котором преобразование кинетической энергии потока жидкости в тепло происходит за счет создания зон кавитации повышенной интенсивности с выделением растворенной жидкости газа, образованием газовых пузырьков и их последующего схлопывания (в So).

Одна из ступеней является электрогидродинамическим кавитатором, на который через обычную автомобильную свечу подаются от генератора импульсных токов (ГИТ) мощные импульсы наносекундной длительности, с частотой повторения в диапазоне резонансных частот жидкости-теплоносителя. Это не только повышает скорость нагрева и коэффициент теплопреобразования, но и дает возможность плавного регулирования температуры путем изменения амплитуды или скважности импульсов.

Значительно увеличена – до 3.0-3.5 км/с на выходе из сопла Лавалья скорость теплоносителя (скорость звука в воде комнатной температуры ~ 1250 м/с), что порождает акустические и оптические излучения в весьма широком диапазоне длин волн с повышением концентрации гидратированных электронов (эффект Хеммса), ионов водорода, ОН⁻ группы и другими изменениями состава теплоносителя. Для его восстановления пришлось

тщательно обосновывать величины расстояния между зонами со скачками скорости, давления и температуры, учитывая требования по ограничению высоты МК.

Это – только отдельные примеры решения задач по созданию ТКК. В целом при разработке ТКК учтены опубликованные результаты работы многих исследователей разных стран, в том числе Л.Юткина (его книга «Электрогидродинамический эффект. Физические основы и практические применения. Киев. Наукова думка, 1991 г.), И.Федоткина и А.Немчина («Использование кавитации в технологических процессах. Киев. Выща школа, 1984), В.Акунова, И.Медведева, А.Петракова, Ю.Перкинса, Р.Поупа и других.

Все это позволило повысить КПД ТКК до 0.96-0.97, а КТ – до 2.94-3.0 и получить надежный в эксплуатации теплогенератор.

Почему так подробно говорится о ТКК-So-St? Потому, что в его конструкции воплощена масса полезнейших идей многих ученых и изобретателей, причем использоваться для целей энергосбережения и экологии могут не только отдельные их идеи, но и целые фрагменты генератора.

Так, например, усовершенствованная ВК может эффективно использоваться в системах очистки, обеззараживания и активации природных вод, воздуха и в системах опреснения морской воды.

Опыт применения в лаборатории Энергетического НИИ им. Г.М.Кржижановского различной конструкции ГИТ для реализации эффекта Л.Р.Юткина подтвердил, что электрогидравлическим ударом можно легко разрушать диэлектрики любой твердости, что очень перспективно для добычи полезных ископаемых и решения других задач, а из соломы и любых стеблей растений с небольшими энергозатратами можно добывать спирты и крахмалы без использования химреактивов и дрожжей.

Совместное воздействие на исходную воду (морскую или загрязненную пресную) электромагнитных, тепловых, звуковых и оптических полей позволит существенно (в 1.5-2.5 раза) снизить вес, габариты и энергопотребление устройств, применяемых для водоподготовки, по сравнению с существующими типа обратного осмоса.

Выводы и предложения

1. Новизна исследования – в освоении гиперскоростей истечения теплоносителя и повышении его энергонасыщения наложением электрогидроудара для повышения коэффициента преобразования кинетической энергии в тепло в теплогенераторах кавитационного типа. Аналогов по тепловой эффективности не выявлено.

2. Проблемы экологии и энергосбережения могут быть увязаны между собой и в значительной степени могут решаться одновременно по следующим направлениям:

– активная разработка и запуск в серийное производство новых типов экологически чистых энергосберегающих теплогенераторов, в том числе кавитационного типа, с постепенным переходом к децентрализованному теплоснабжению (в городах – для многоквартирных домов или компактных групп домов);

– расширение типажа, удешевление и массовое производство средств малой энергетики и нетрадиционных источников энергии; повышение КПД всех типов генераторов электрической и тепловой энергии, а также исполнительных устройств;

– отказ от хлорирования воды для питья, оснащение жилых домов и мест работы компактными устройствами доочистки, озонирования и активации водопроводной воды с доведением ее характеристик до требований СанПин ВОЗ;

– постепенный отказ от использования чрезмерно энергоемких методов разрушения и измельчения твердых материалов и добычи полезных ископаемых в пользу электрогидроудара;

– разработка и запуск в серийное производство энергосберегающих систем очистки особо вредных стоков гальванических цехов, химпредприятий, авто мобильных моек и т.п. на базе использования эффектов кавитации, обработки электромагнитными полями, озонированием и др.;

– внедрение в производство технологий, резко снижающих вредные выбросы транспортными средствами, в т.ч. за счет повышения качества моторных топлив.

РАЗРАБОТКА И ИСПЫТАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АНТЕННЫХ КОМПЛЕКСОВ П-2500 И П-400

¹Борцов В.В., ¹Деденок В.П., ¹Лисаченко В.М., ^{1,2}Резниченко А.М., ^{1,2}Ямницкий В.А.

¹Харьковский центр Института космических исследований НАНУ-НКАУ

61166, г. Харьков, просп. Ленина. 14, к. 610, тел. (057) 702-63-46,

E-mail: kharkov_ikd@ukr.net

²«Научно-исследовательский производственный центр ХАРКОС»

филиал государственного предприятия Министерства обороны Украины

«Научно-исследовательский институт радиоэлектронной техники»

г. Харьков ул. Динамовская 3а, тел. (057) 702-63-46

E-mail: harkos@ukr.net

The real work is devoted the question of creation of the modern control radio-telescopes systems. A management structure, based on application of industrial computers with the built-in modules of connection with the guided object, is examined. The compatible structure of software is used with built-in modern astronomic models. The method of programmatic indemnification of aiming errors, based on the use of calibrate radio source of spaces, is developed. On the example of radio-telescope of P-2500 experimental data are cited about work of the control system.

Введение. Антенный комплекс (АК) П-2500 радиотелескопа РТ-70 используется для радиоастрономических наблюдений в различных диапазонах длин волн, наименьшей из используемых длин волн является 3.5 см. При этом ширина диаграммы направленности составляет около 2 угловых минут. В то же время зеркальная система АК П-2500 изначально проектировалось для работы и на более коротких волнах, вплоть до 0.8 см.

В настоящее время, в связи с планируемым запуском космического аппарата «Радиоастрон», оснащаемого зеркальной антенной диаметром 10 метров и приемной аппаратурой на длину волны диапазона 1,35 см, радиотелескоп РТ-70 также оснащается приемной аппаратурой для работы на волне 1.35 см, при этом ширина диаграммы направленности будет составлять около 40-50 угловых секунд. С учетом существующих ошибок аппаратуры наведения АК П-2500, реальные точности наведения могут составлять до десяти угловых минут, поэтому при проведении сеансов наблюдения космических радиоисточников используется поиск объекта методом сканирования диаграммы направленности по каждой из координат. При существующей точности наведения АК П-2500 радиотелескопа используемый в настоящее время метод «допоиска» объектов может оказаться непригодным, т.к. ширина диаграммы направленности оказывается меньше величины ошибки наведения, и при сканировании радиоисточника он может быть не обнаружен или обнаружен через достаточно продолжительное время, что неприемлемо при одновременной работе с бортовым радиотелескопом КА «Радиоастрон» в режиме интерферометра со сверхдлинной базой (РСДБ). В связи с этим особую остроту приобретает вопрос о точности наведения диаграммы направленности радиотелескопа П-2500 на космические радиоисточники.

Радиотелескоп РТ-70 находится в эксплуатации в Национальном центре управления и испытаний космических средств (г.Евпатория), где также находятся антенные системы ТНА-127 (пгт. Школьное, район Симферополя) и П-400 (г.Евпатория). Две последние из перечисленных антенных систем находятся в нерабочем состоянии из-за физического старения и неработоспособности систем управления.

На основании опыта выполненных работ на РТ-70 и учитывая схожесть электросиловых приводов и конструкций всех антенн также может быть поставлен вопрос о восстановлении работоспособности систем управления антенн ТНА-127 и П-400 для их последующего использования в различных космических проектах.

Постановка задачи. Для решения задачи повышения точности наведения П-2500 на радиоисточники требуется практически полная замена (или модернизация) компонентов системы управления радиотелескопа – вычислительно-управляющего комплекса

(ВУК), угловых датчиков обратной связи, системы измерения деформаций и тиристорных агрегатов системы электросилового привода.

Использование для управления современных программно-вычислительных средств позволяет добиться широкой унификации систем управления различными радиотелескопами.

Особую роль приобретает вопрос оперативного уточнения поправок наведения радиотелескопа. На радиотелескопе РТ-70 в составе программных средств перспективного ВУК для этих целей предложена методика программной компенсации ошибок наведения, основанная на использовании калибровочных космических радиоисточников.

Методы решения задачи. На рис. 1 приведена структурная схема вычислительного управляющего комплекса [1]. Для управления используется промышленная ЭВМ, оснащенная платой счетчика/таймера и платами интерфейсов RS-485 и CAN. Интерактивное управление со стороны оператора реализовано с помощью персональной ЭВМ, связанной с промышленной ЭВМ по сети Ethernet.

Управление тиристорными агрегатами электросилового привода реализовано с помощью микропроцессорных блоков разработки предприятия «Преобразовательный комплекс» (г. Запорожье), связанных с ВУК по CAN-протоколу (резервным вариантом является управление аналоговыми сигналами амплитудой ± 5 В).

В связи с особенностями конструкции и размещения имеется некоторое различие в средствах приема информации от взаимодействующих средств:

- в АК П-2500 используются индукционные датчики Г601М с микропроцессорными блоками обработки, преобразующими сигналы датчика в коды протокола RS-485;

- в антеннах ТНА-127 и П-400 возможно использование цифровых датчиков обратной связи на одном из протоколов промышленных сетей;

- в АК П-2500 используются сигналы существующей системы единого времени (СЕВ),

- в ТНА-127 и П-400 необходимо использовать сигналы времени с приемника GPS.

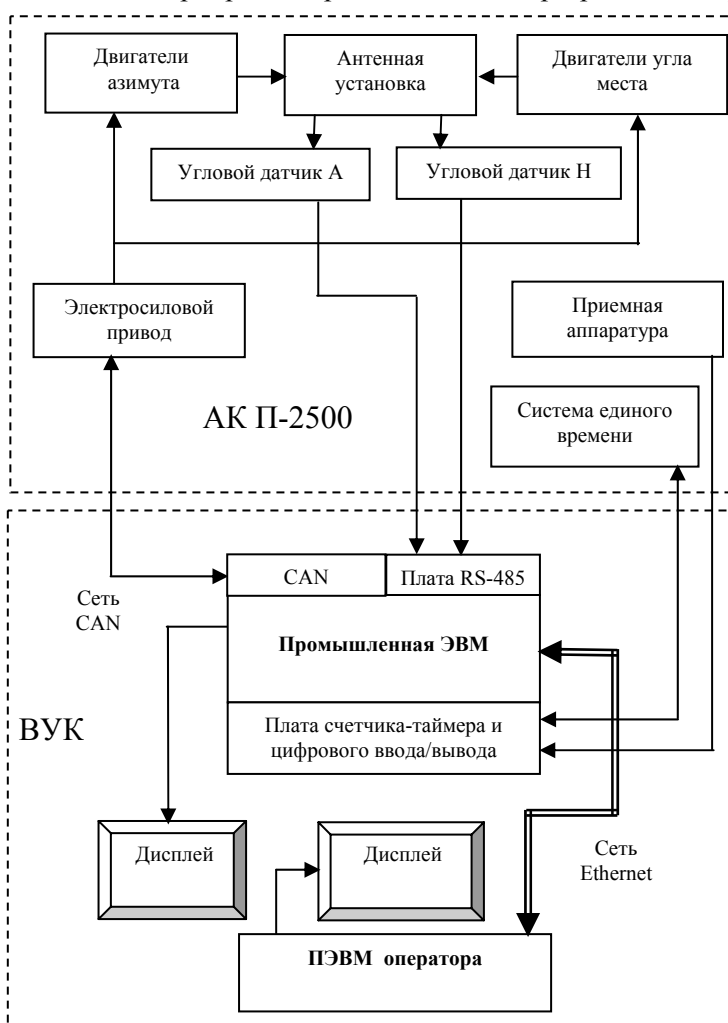


Рис. 1. Структурная схема вычислительного управляющего комплекса АК П-2500

Для проведения работ по наблюдению космических радиоисточников предусматривается прием в ВУК сигналов с приемной радиотехнической аппаратуры телескопа.

При разработке программного обеспечения (ПО) ВУК-Р учитывались следующие требования.

- совместимость разрабатываемого ПО с существующими параметрами радиотелескопов, угловых датчиков обратной связи, СЕВ, ЭСП и используемыми ранее служебными файлами (массивами целеуказаний и др.),
- максимальное использование встроенных астрономических моделей, прошедших апробацию,
- максимальное использование алгоритмов управления оптическими телескопами, разработанных авторами и прошедших апробацию на телескопах КОС «Сажень» в г.г. Евпатория и Дунаевцы начиная с 2000 г. [2],
- расширенный набор наблюдательных и технологических режимов управления, в том числе часовое ведение радиоисточника, программное ведение объекта, автоматический и ручной ввод коррекции, сканирование участка небесной сферы в районе наблюдения, управление приводами по положению и по скорости и др.,
- обеспечение возможности работы специального программного обеспечения ВУК с моделированием работы остальных комплексов систем управления.

Экспериментальная проверка методов. В настоящее время первый комплект ВУК АК П-2500 находится в опытной эксплуатации и используется для наблюдения калибровочных космических радиоисточников с целью уточнения параметров ошибок наведения [2]. На рис. 2 приведена запись динамики приводов АК П-2500 при проведении сканирования (поиска) калибровочного космического радиоисточника по углу места и по азимуту, а на рис. 3 – запись сигнала калибровочного радиоисточника при сканировании.

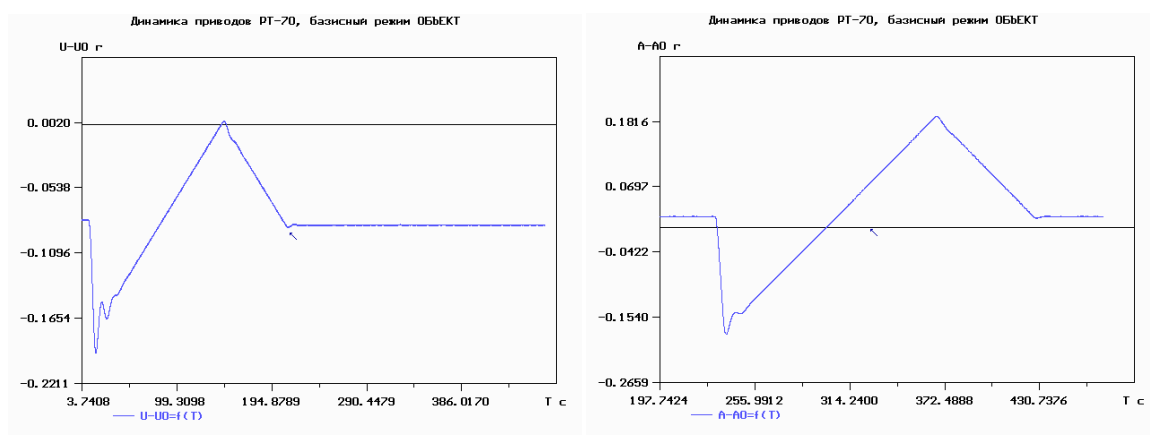


Рис. 2. Динамика приводов АК П-2500 при сканировании

Проведено 69 наблюдений калибровочных радиоисточников, для каждого из них методом сканирования определен максимум радиосигнала и значения поправок наведения по углу места и азимуту.

Данные обработаны по методу наименьших квадратов, при этом определялись значения следующих корректирующих параметров:

- малые вращения α_x , α_y , определяющие отклонение азимутальной оси от направления местной вертикали,
- малое вращение α_z , определяющее смещение нуля датчика азимута,
- малое вращение γ_x , определяющее не перпендикулярность осей азимута и угла места,
- коэффициенты a_0 , a_1 и a_2 в экспоненциальном выражении деформационной поправки угла места $\delta_y(U_d)$:

$$\delta_y = a_0 \cdot e^{-\left(\frac{U_d}{a_1}\right)^2} + a_2,$$

где U_d – угол места.



Рис. 3. Сигнал калибровочного радиоисточника при сканировании

На рис. 4 приведены графики поправок наведения на калибровочные радиоисточники по углу места при начальных (dU_0) и уточненных (dU) значениях корректирующих параметров.

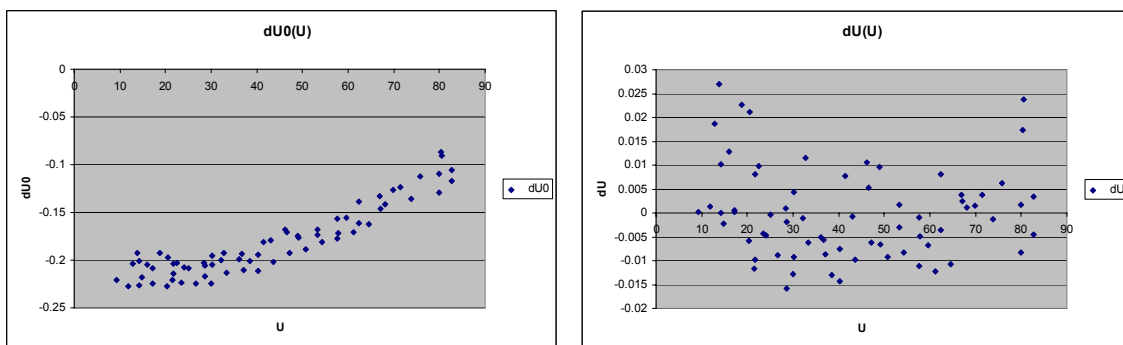


Рис. 4. Графики поправок наведения на калибровочные радиоисточники по углу места при начальных (dU_0) и уточненных (dU) значениях корректирующих параметров

Как видно из графиков, уточненные значения поправок наведения находятся внутри диапазона ± 30 угловых секунд, что обеспечивает наведение радиотелескопа на радиоисточник при использовании длины волны 1.35 см.

Выводы. Таким образом, результаты разработки ВУК радиотелескопа П-2500 позволяют повысить точность наведения и решить поставленную задачу – наблюдение радиоисточников на длине волны 1.35 см, полученные результаты могут быть с успехом применены на антенных системах ТНА-127 и П-400 с учетом их специфики.

Литература

1. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов. / Р.В. Бакитько, М.А. Васильев, А.С. Винницкий и др.; под ред. А.С. Винницкого. – М: / Радио и связь 1993. – 328 стр., ISBN 5-256-10054-9.

2. Оценка точности телескопа АЗТ-28 при измерении звезд, как эталонных объектов, Ямницкий В.А., Кожухов А.М., Брюховецкий А.Б., Рыхальский В.В., Рыщенко С.В., Матвеев Л.М., Збірник наукових праць об'єднаного науково-дослідного інституту збройних сил. – Харків: ОНДІ ЗС. – 2007. Випуск 2(7). – С 245 – 254.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПОПРАВК ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Деденок В.П.¹⁾, Резников Ю.В.²⁾

¹⁾Харьковский центр ИКИ НАНУ-НКАУ

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, к. 610, тел. (057) 702-63-46,

E-mail: kharkov_ikd@ukr.net

²⁾Научный центр Харьковского университета Воздушных Сил

61023, Харьков, ул. Сумская 77/79, тел. (057) 702-01-53

E-mail: ura_reznikov@ukr.net

The results of experimental researches application the method of forming differential correctings amendments are presented for the apparatus of satellite navigation space vehicles, having an elliptic type orbit like «Ionosat».

Введение. На сегодняшний день ионосфера является достаточно изученным предметом науки. Тем не менее, большая часть знаний об ионосферных процессах остается не раскрытой, что связано с ограниченным количеством экспериментальных данных. В первую очередь это касается области ионосферы расположенной за максимумом слоя F2, что объясняется ограниченными возможностями существующих наземных средств зондирования. В этой связи огромный научный интерес представляет собой, разрабатываемый на данный момент в Украине проект «Ионосат», который полностью посвящен исследованию ионосферных процессов. Данный проект предполагает создание орбитальной группировки из трех микроспутников, оснащенных научной аппаратурой. Для создания наибольших возможностей по получению информации для спутников выбрана эллиптическая орбита с начальными условиями – высота перигея 400 км, высота апогея 780 км, что удовлетворяет требования по времени существования спутников (2 года) и высотному поясу исследований ионосферы 200-800 км, при этом к баллистико-навигационному обеспечению космических аппаратов (КА) предъявляются достаточно жесткие требования, что связано с необходимостью высокоточной пространственно-временной фиксации получаемых экспериментальных данных. Обеспечить высокую точность наземными измерительными средствами невозможно, поэтому предполагается использование аппаратуры спутниковой навигации (АСН). Обычно для достижения высокоточных навигационных решений применяются дифференциальные методы навигации, однако в случае использования АСН космического базирования это не приводит к достижению требуемого эффекта, что связано с различной степенью влияния электронной концентрации ионосферы на аппаратуру наземного и космического базирования. Дело в том, что формируемые на земной поверхности поправки включают влияние всей толщи ионосферы (полного электронного содержания), в то время как АСН КА с эллиптической орбитой функционирует в условиях динамически изменяющейся ионосферы, находясь за достаточно короткие интервалы времени и выше и ниже «тяжелых» слоев ионосферы, из-за чего на нее влияет лишь некоторая, постоянно меняющаяся часть полного электронного содержания.

Сущность. В связи с этим для высокоточной навигации КА предлагается использовать метод оценки высотного распределения электронной концентрации ионосферы, который позволяет получать распределения электронной концентрации не только по планарным координатам (широта и долгота) но и по высоте, что в свою очередь позволяет синтезировать алгоритм расчета ионосферных поправок к измерениям АСН КА типа «Ионосат». Суть метода состоит в следующем. Осуществляется выбор вида подынтегральной функции (функции описывающей профиль электронной концентрации), т.е. вид этой функции ограничивается в заданном классе функций, при этом значения самой функции определяются с точностью до некоторых неизвестных параметров. За основу берутся модели распределения электронной концентрации по высоте, по сферическим координатам и по времени наблюдения, при этом параметры этих моделей уточняются

(оцениваются) в ходе получения текущих измерений характеристик ионосферы. Такой подход позволяет получать дифференциальное (в каждой точке пространства и времени) распределение электронной концентрации, известное до параметров, которые определяются факторами глобального и регионального характера и в основном зависят от солнечной активности. Оценка неизвестных параметров осуществляется на основе обработки первичной ионосферной информации, получаемой путем приема сигналов спутниковых радионавигационных систем сетью наземных станций, оснащенных двухчастотной АСН.

Оценка применимости данного метода для формирования ионосферных поправок непосредственно к АСН космического базирования была сформулирована следующим образом:

Пусть известны значения псевдодальностей для определенного низкоорбитального КА с функционирующей на его борту двухчастотной АСН, при этом координаты самого КА на момент фиксации данных значений также известны. Помимо этого известны значения псевдодальностей, полученные АСН наземной контрольной станции (КС), осуществляющей дифференциальную поддержку, для интервалов времени соответствующих прохождению КА в пределах зоны действия данной КС.

Необходимо оценить остаточную ионосферную погрешность и погрешность позиционирования АСН КА при использовании разработанного метода с оценкой параметров модели по измерениям КС.

Наиболее общее представление об ионосфере на перигейном участке трассы КА можно получить, если рассчитать среднее значение ионосферной погрешности. Такая характеристика была рассчитана при использовании модели IRI (рис. 1).

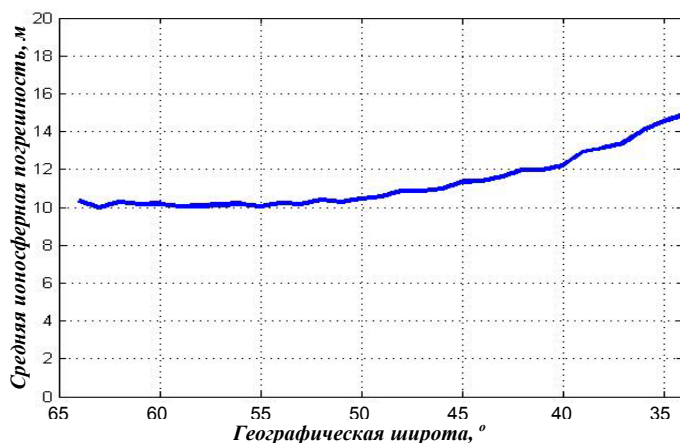


Рис. 1. Среднее значение ионосферной погрешности АСН КА «Ионосат» на перигейном участке полета

Как видно из представленных экспериментальных данных для спутниковой навигационной аппаратуры КА с заданным типом орбиты в среднем ионосферная погрешность на перигейном участке трассы будет составлять значения порядка 10-15 метров (при достаточно высоком уровне солнечной активности), хотя может и превышать данные значения в периоды, когда значения числа Вольфа превышают значение, использованное в эксперименте (150).

Несмотря на отсутствие возможности получить измерения аппаратуры АСН КА с эллиптической орбитой тестирование предложенного метода формирования ионосферных поправок возможно с привлечением измерительной базы существующих КА. В данной эксперименте были использованы измерения КА Champ. Экспериментальные данные соответствовали дате 29 июня 2004 года.

Для проведения эксперимента по оценке остаточных погрешностей позиционирования были использованы следующие данные:

- измерительные файлы спутника Champ, карты CODE;
- навигационный файл на данные сутки;

- данные о задержках в каналах навигационных спутников и приемника Champ;
- файл эталонных координат КА Champ.

На рис. 2 представлено среднее значение ионосферной погрешности АСН КА Champ в течение одного периода обращения.

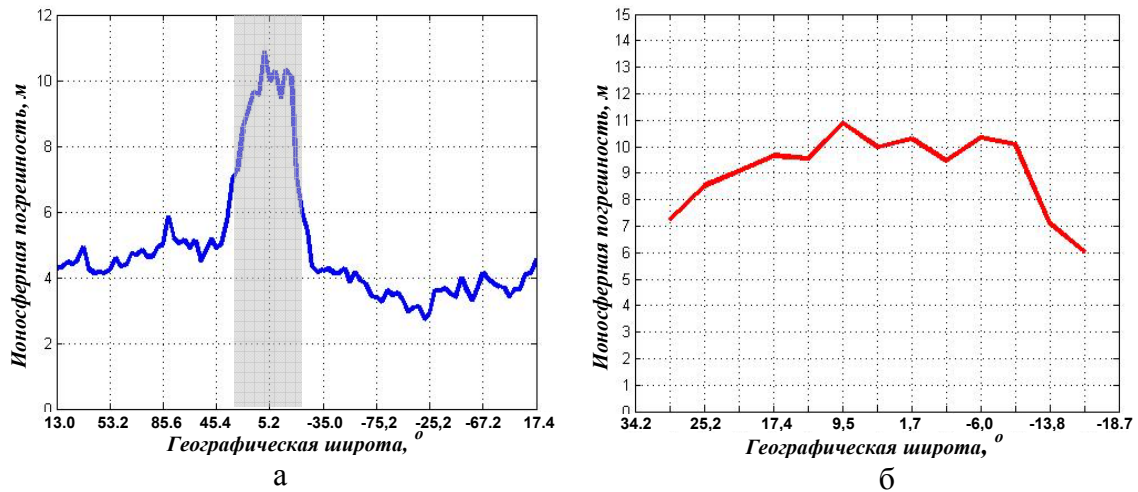


Рис. 2. Реализация среднего значения ионосферной погрешности:
 а – на одном витке КА ДЗЗ с эллиптической орбитой типа КН-12,
 б – для требуемого широтного диапазона

Как видно представленного рисунка наиболее строго ионосферная погрешность АСН КА Champ соответствует значениям погрешности эллиптического КА на выделенном участке. Соответственно для проведения эксперимента по оценке остаточной погрешности позиционирования был выбран именно этот пространственно-временной диапазон, когда ионосферные условия для навигационной аппаратуры космического аппарата с круговой (КА Champ) и эллиптической орбитой (КА типа «Ионосат») были максимально близки.

Методика проведения эксперимента состояла в следующем.

Для выбранного интервала времени $[t_1, t_2]$ по ионосферным картам CODE производилась оценка пространственно временного распределения параметров ионосферы. Оцененные параметры использовались для восстановления ионосферной погрешности КА Champ на временном интервале, когда трасса спутника проходила в заданном диапазоне широт ($35^\circ \dots -20^\circ$). В результате были получены статистические характеристики «невязок» модельных и измеренных значений ионосферной погрешностей на интервале $[t_2, t_3 > t_2]$. Результаты сопоставления измеренных и модельных значений представлены на рис.3

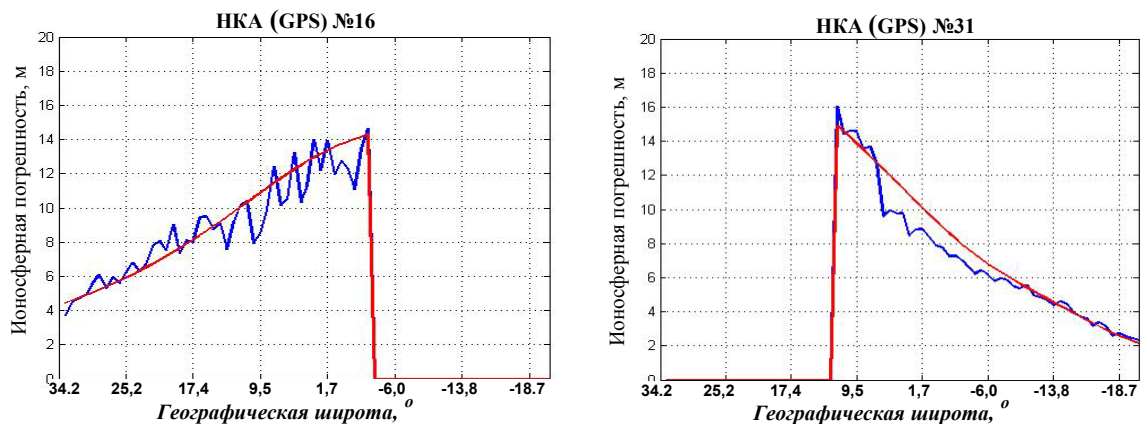


Рис. 3. Ионосферная погрешность, полученная двухчастотным методом (кривая №1) и при использовании изложенного метода (кривая №2)

«Невязки» измеренных и модельных значений ионосферной погрешности КА Champ для всех навигационных КА на заданном участке характеризуются следующими величинами: математическое ожидание ≈ 0.05 м, среднеквадратическое отклонение ≈ 0.62 м.

В заключительной части эксперимента полученные модельные значения вносились в виде поправок в оценки псевдодальностей КА Champ, в результате чего решалась навигационная задача, т.е. определялись координаты спутника. При этом было использовано два варианта решения навигационной задачи:

- 1) когда сформированные указанным образом поправки вносились в значения псевдодальности;
- 2) решение навигационной задачи осуществлялось без внесения каких либо ионосферных поправок.

Результат решения навигационной задачи для заданного пространственно-временного участка представлен на рис. 4.

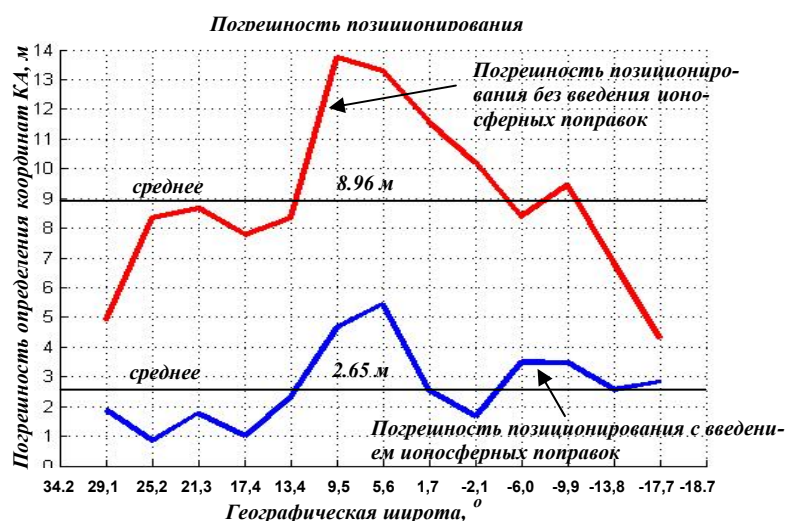


Рис. 4. Погрешность позиционирования КА Champ

Как видно из представленного рисунка решение навигационной задачи в случае, когда в оценки псевдодальностей вносятся соответствующие ионосферные поправки имеет значительно более низкий уровень остаточной погрешности позиционирования, как для систематической, так и для случайной составляющей.

Выводы. Анализ рис. 4 позволяет сделать вывод, что при «лобовом» решении навигационной задачи, без внесения ионосферных поправок максимальная погрешность позиционирования составляет 14 м. В то же время при внесении соответствующих поправок предельная погрешность позиционирования составляет 5.5 м. Таким образом, метод формирования ионосферных поправок для АСН КА «Ионосат» повышает точность позиционирования КА на перигейном участке трассы в 2.55 раза, что позволяет эффективно решить большинство прикладных задач.

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДО НАЗЕМНОГО ИСТОЧНИКА
РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОЦЕНКИ ТЕКУЩЕГО
СОСТОЯНИИ ИОНОСФЕРЫ ПО ДАННЫМ СПУТНИКОВЫХ
НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

¹⁾Деденок В.П., ²⁾Ткаченко А.О., ²⁾Власик С.Н., ¹⁾Мигура Е.В.

¹⁾Харьковский центр ИКИ НАНУ-НКАУ

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, к. 610, тел. (057) 702-63-46,

E-mail: kharkov_ikd@ukr.net

²⁾Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба

61023, г. Харьков, ул. Сумська 77/79, тел: (057) 704-96-01

E-mail: факс: (057) 704-96-01

The analysis of the accepted ionosphere electronic concentration description model influencing on the estimation of distance from the ground radio transmitter is conducted. It is shown that the account of radio wave refraction in the low layers of ionosphere considerably influences on the radio wave trajectory and allows to promote exactnesses of the distance estimation. Approach to the estimation of current value of sun activity index, which is necessary for practical application of ionosphere description model IRI is offered.

Явление отражения радиоволн короткого диапазона от ионосферы дает возможность решать задачу оценки дальности до наземного радиостанции при его значительном удалении от приемника, в частности, при пеленгации в режиме SSL. Решение такой задачи основано на восстановлении траекторий распространения радиоволн при их отражении от ионосферы.

Строго говоря, ионосфера является изменчивой как во времени, так и в пространстве, при этом траектории радиоволн образуют сложные кривые, изменяющиеся во времени. Это связано с зависимостью электронной концентрации ионосферы N от высоты h , широты f , долготы λ , времени суток t , солнечной активности (которая может быть задана одним из параметров солнечной активности – числом Вольфа q). Сложный вид зависимости обуславливает многообразие путей распространения (отражения) радиоволн, поэтому точность восстановления траекторий радиоволн зависит от точности модели, описывающей текущее состояние ионосферы. В настоящее время наиболее полной и точной моделью, описывающей пространственно-временное распределение электронной концентрации в ионосфере Земли, можно считать модель IRI, которая является общепризнанной глобальной моделью ионосферы, в которой при построении профилей $N(h)$ используются модели распределения N отдельных слоев ионосферы (D , E , F_1 , F_2), которые стыкуются между собой с использованием экспериментальных данных для промежуточных диапазонов высот между слоями и в верхней ионосфере

$$N(h) = N_{iri}(f, \lambda, h, t, q).$$

При практическом решении задач восстановления траекторий радиоволн считается, что достаточно представления функции $N(h)$ с одним главным максимумом и описанием нижней ионосферы (в которой происходит отражение радиоволн) параболической моделью

$$N(h) = N_m \left[1 - \left(\frac{h - h_m}{u} \right)^2 \right],$$

где h_m – высота главного максимума ионосферы, N_m – электронная концентрация в главном максимуме, u – толщина нижней ионосферы. Значения N_m , h_m , u определяются из модели IRI. При таком подходе к решению задачи восстановления траекторий радиоволн

фактически игнорируется рефракция радиоволн в нижних слоях ионосферы, что в ряде случаев может существенно влиять на оценку дальности.

Предлагается при расчете траектории радиоволны использовать модель IRI, которая позволяет в каждой точке пространства и времени найти значение N , рассчитать текущий коэффициент преломления и, тем самым, получить траекторию радиоволны, соответствующую профилю электронной концентрации вдоль пути ее распространения.

Учет рефракции радиоволны в нижних слоях ионосферы может значительно изменить картину прохождения радиоволны. Так, на рис. 1 представлены высотные распределения электронной концентрации вдоль траектории распространения радиоволны в случае использования модели IRI и параболической модели до высоты отражения радиоволны. На рис. 2 представлены соответствующие восстановленные траектории радиоволны.

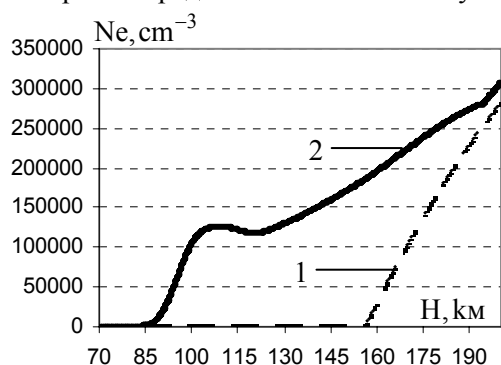


Рис. 1. Высотное распределение электронной концентрации ионосферы вдоль траектории распространения радиоволны при описании распределения электронной концентрации моделью IRI (2), параболической моделью (1)

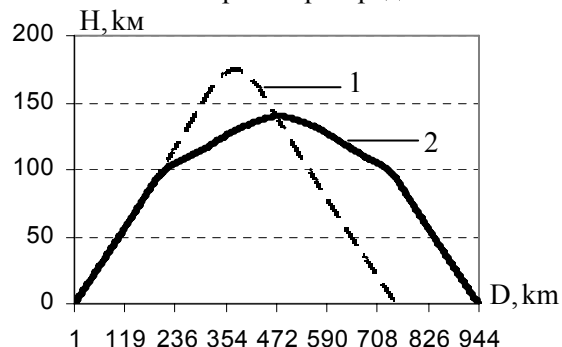


Рис. 2. Восстановленная траектория распространения радиоволны при описании распределения электронной концентрации параболической моделью (1), моделью IRI (2)

Из сопоставления графиков рис. 1, 2 видно, что влияние нижнего слоя ионосферы дает разницу в дальности ≈ 200 км, а относительная погрешность определения дальности составляет для параболической модели $\approx 23\%$, а для модели IRI $\approx 4\%$. В среднем предложенный подход позволяет на $\approx 15\%$ снизить относительную погрешность определения дальности до наземного источника радиоизлучения.

«Платой» за повышение точности расчета дальности при использовании модели IRI является значительное увеличение вычислительных затрат (что, однако, не является существенным препятствием на современном уровне развития средств вычислительной техники), а также проблема оценки текущего состояния солнечной активности, определяемого числом Вольфа q . Для оценки числа Вольфа q предлагается использовать методы, основанные на решении обратной задачи радиопросвечивания ионосферы и использования принципов томографии. Реализация методов основана на приеме многочастотных сигналов спутниковых радионавигационных систем и извлечением информации о параметрах, характеризующих пространственно-временное распределение электронного содержания ионосферы в заданном регионе. В отличие от известных методов, в которых, как правило, доступными анализу являются лишь значения интегрального (вдоль трассы распространения) содержания электронов и их зависимости от планарных координат (широта и долгота) и времени регистрации, разработанные методы позволяют получить распределения дифференциальной электронной концентрации и по высоте, что существенно их прикладную значимость. Преимуществами применения такого подхода для ионосферного мониторинга являются большой радиус охвата зондируемого пространства ионосферы, высокая оперативность получения данных, пассивный принцип локации состояния ионосферы.

**ОБНАРУЖЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ОТ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ
КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ АСТРОНОМИЧЕСКИМИ ТЕЛЕВИЗИОННЫМИ
СИСТЕМАМИ В УСЛОВИЯХ СИЛЬНЫХ АДДИТИВНЫХ
И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ**

¹Стрелков А.И., ²Стрелкова Т.А., ¹Лытюга А.П.

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14

²Украинская инженерно-педагогическая академия
61003, Харьков, ул. Университетская, 16

E-mail: strelkova_t@ukr.net ; alex_lyt@ukr.net

The report is devoted to discussing of detection methods of low orbiting space objects (space debris) optical signals in ground-based astronomical television systems in day-time. The spatial structure of optical signals in the main plane with atmosphere turbulence influence is reviewed. Effectiveness of threshold detector is evaluated on day light conditions. Elaborated mathematical model of signals in astronomical television systems based on combined application of optical signals corpuscular and wave properties is proposed. Detection algorithms built with taking into consideration statistical characteristics of optical signals and influence of twilight and day-time interference situation for optical signals from cosmic objects in astronomical television systems are developed. It is shown that usage of proposed algorithms will allow increasing the astronomical television system's limit magnitude in day-time up to $6^m - 7^m$.

Введение. Возрастающая активность Человечества в космосе привела к образованию на околоземных орбитах большого количества так называемого "космического мусора", представляющего собой различные объекты искусственного происхождения и их фрагменты, которые были некогда запущены в космос, а к настоящему времени оказались пассивными и не несущими более никакой полезной нагрузки по использованию, либо разрушились по различным причинам. Эти космические объекты, общее количество которых исчисляется миллионами, обладающие размерами от десятков микрон до одного метра, движущиеся с орбитальными скоростями и остающиеся на орбите в течение многих лет, сформировали новую среду в околоземном пространстве выше стратосферы – пояс "космического мусора". На низких околоземных орбитах космический мусор сосредоточен в основном на интервале высот от 200 до 2000 км и в настоящее время представляет серьезную угрозу для космических полетов и долгосрочных орбитальных проектов.

Для осуществления прогноза и оценки степени опасности взаимного сближения низкоорбитальных космических аппаратов и элементов космического мусора необходимо проводить сеансы поиска и обнаружения неизвестных объектов. Возможности уменьшения неопределенностей в предсказании столкновительных событий связывают с расширением наблюдательных возможностей наземных астрономических телевизионных систем (АТС). Одним из возможных путей расширения возможностей АТС по наблюдению космических объектов является использование дневного времени суток для проведения сеансов наблюдения. Однако в дневных условиях эффективность применения АТС снижается из-за высокого уровня аддитивных и мультипликативных помех, приводящих к снижению обнаружительной способности систем. Проницающая способность существующих АТС в дневных условиях достигает $2^m - 3^m$ (звездных величин), что не достаточно для эффективного решения задач мониторинга околоземного космического пространства.

Доклад посвящен методам обнаружения оптических сигналов от низкоорбитальных космических объектов в астрономических телевизионных системах в дневное время.

Пространственная структура сигналов в плоскости регистрации. При регистрации оптических сигналов от низкоорбитальных космических объектов необходимо учитывать, что собственная скорость движения наблюдаемого объекта по орбите приводит к изменению пространственного распределения сигнальной составляющей в плоскости фотоприемника. Изображение низкоорбитальных космических объектов, полученное

в режиме компенсации суточного вращения Земли, имеет форму следа, сформированного за время экспозиции. Продольный размер следа зависит от высоты орбиты космического объекта (линейной скорости орбитального движения), взаимного расположения плоскости орбиты объекта и точки стояния системы, а также от зенитного угла, под которым наблюдается космический объект. Поперечный размер следа определяется значением параметра Фрида (радиуса корреляции атмосферных неоднородностей ρ_0). Пространственное распределение сигнальной составляющей в фокальной плоскости при регистрации сигнала от низкоорбитального космического объекта приведено на рис. 1.

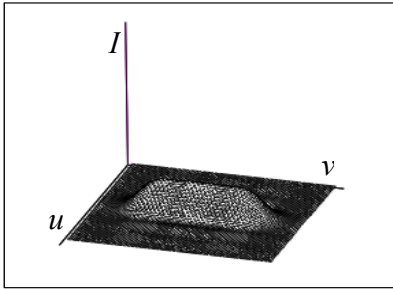


Рис. 1

Эффективность традиционных алгоритмов обнаружения сигналов в астрономических телевизионных системах в дневных условиях при наблюдении низкоорбитальных космических объектов. Изменение пространственной структуры сигнальной составляющей в плоскости фотоприемника, вызванное орбитальным движением наблюдаемого объекта и влиянием турбулентной атмосферы дневного времени, приводит к существенному снижению количества фотонов сигнальной составляющей, регистрируемых одним элементом матрицы фотоприемников за время накопления, и, тем самым, снижает обнаружительную способность астрономической телевизионной системы при регистрации оптических сигналов от низкоорбитальных космических объектов в сумеречных и дневных условиях [1].

В докладе приведены расчетные значения отношения сигнал/шум для режима обнаружения для различных значений параметра ρ_0 (состояния турбулентной атмосферы) и высоты орбиты наблюдаемого объекта и показано, что величина отношения сигнал/шум на выходе обнаружителя, реализующего метод энергетического обнаружения, основанный на пороговой обработке сигнала, сформированного одним элементом разрешения матрицы фотоприемника, для объектов блеском слабее 3^m , в дневной помеховой обстановке (совокупность аддитивных помех и мультипликативных искажений), не превышает значения $\varphi = 5$.

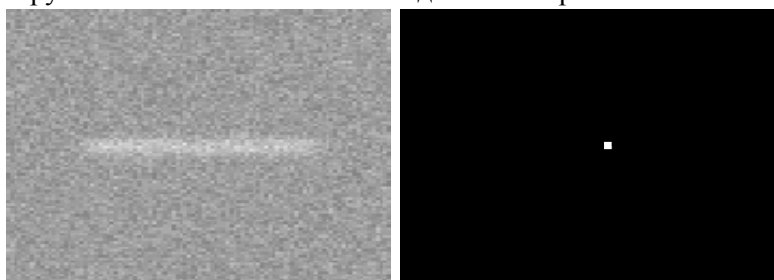
Математическая модель сигналов. Основой для разработки метода обнаружения послужила предложенная авторами математическая модель сигнала, основанная на совместном применении волновых и корпускулярных свойств оптического излучения, что позволило учесть взаимодействие светового излучения с веществом вдоль трассы распространения, с элементами оптико-механического тракта АТС, приемником излучения, а также описать статистические свойства оптических сигналов [2]. Волновые свойства света позволили описать распределение интенсивности оптического сигнала в фокальной плоскости АТС, как дифракционную картину Фраунгофера при дифракции плоской электромагнитной волны на входном отверстии, и использованы для описания среднего значения интенсивности оптического сигнала в каждой точке фокальной плоскости. Корпускулярные представления использованы для описания статистических свойств оптических сигналов в каждой точке плоскости регистрации.

Алгоритм обнаружения сигналов. В докладе приведен оптимальный алгоритм обнаружения сигналов в АТС в дневных условиях, основанный на отношении правдоподобия. С использованием пуассоновской статистики потока сигнальных и фоновых фотонов в плоскости регистрации получены аналитические выражения для достаточной статистики логарифма отношения правдоподобия; сформулировано правило выбора решения, основанное на критерии Неймана-Пирсона. Приведена структурная схема алгоритма обнаружения.

Оценка качества обнаружения. В докладе приведен результат оценки эффективности предложенного алгоритма. Получены аналитические выражения для среднего значения и дисперсии величины, принятой в качестве достаточной статистики логарифма отношения правдоподобия. Проведены расчеты значений величины отношения сиг-

нал/шум и условных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги в зависимости от параметра ρ_0 , высоты орбиты и блеска наблюдаемого космического объекта. На основе результатов расчета величины отношения сигнал/шум и условных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги сделан вывод о том, что предложенный алгоритм обнаружения дает возможность существенно улучшить качество обнаружения сигналов от космических объектов в АТС в дневных условиях по сравнению с пороговым алгоритмом обнаружения. Применение предложенного алгоритма позволит увеличить проникающую способность астрономических телевизионных систем в дневных условиях при наблюдении низкоорбитальных космических объектов в режиме обнаружения (при отсутствии априорной информации об объекте) до 6^m .

Работоспособность и реализуемость предложенного алгоритма проверены путем моделирования процесса обнаружения с использованием модельных и реальных телевизионных изображений космических объектов.[3] Исходное изображение и результат обнаружения приведены на рис. 2 а и 2 б соответственно.



а

Рис. 2

б

В докладе также обсуждаются рекомендации по построению астрономической телевизионной

системы обнаружения сигналов от космических объектов в сумеречное и дневное время.

Выводы. Проведенный анализ сигналов от низкоорбитальных космических объектов, дневных условий наблюдения и процессов формирования и регистрации сигналов в АТС показал, что существующие методы обнаружения сигналов, являющиеся квазиоптимальными при регистрации сигналов от космических объектов в ночных условиях, в дневных условиях не позволяют обнаруживать сигналы с достаточными характеристиками обнаружения. Причинами этого явления являются изменения пространственного распределения сигнальной составляющей в плоскости регистрации, обусловленные влиянием атмосферной турбулентности, и высокий уровень аддитивной помехи дневного времени.

Использование предложенных алгоритмов, разработанных на основе математической модели, совместно использующей волновые и корпускулярные представления о структуре оптического излучения, позволит повысить проникающую способность АТС в дневных условиях с $2^m - 3^m$, что обеспечивается традиционными пороговыми обнаружителями, до $6^m - 7^m$. Это позволит увеличить длительность суточного сеанса наблюдения космических объектов с десятков минут до длительности дневного времени, что необходимо для улучшения качества решения задач мониторинга космического пространства.

Литература

1. Лытюга А.П. Эффективность обнаружения сигналов от космических объектов в астрономических телевизионных системах в дневное время // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління, 2007. – Вип. 3. – С. 42-46.

2. Стрелков А.И., Стрелкова Т.А. Лытюга А.П. Алгоритмы обнаружения сигналов в оптико-электронных системах контроля космического пространства // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Х.: ХНУРЕ, 2003. – Вып. 132. – С. 7-13.

3. Стрелков А.И., Лытюга А.П., Стрелкова Т.А. Имитационное моделирование обнаружения низкоорбитальных космических объектов в сумеречных и дневных условиях астрономическими телевизионными системами // Сьома Українська конференція з космічних досліджень, – Євпаторія, НЦУВКЗ, 2007. – С. 203.

МЕТЕОРЫ В ЗЕМНОЙ АТМОСФЕРЕ И МЕТЕОРОИДЫ В СОЛНЕЧНОЙ СИСТЕМЕ

Коломиец С.В.¹, Белькович О.И.², Попова О.П.³

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, НУЦ каф. основ радиотехники, тел. (057) 700-22-84,

E-mail: s.kolomiyets@gmail.com; факс (057) 702-10-13

²Казанский государственный университет
420008, Россия, Татарстан, Казань, ул. Кремлевская, 18,

E-mail: beikov@mail.ru

³Институт динамики геосфер РАН
119334, Россия, Москва, Ленинский просп. 38/1, тел. +7 (495) 939 79 00,

E-mail: olga@idg.chph.ras.ru; факс +7 (495) 137 65 11

Meteor researches were included into the section V "The Ionosphere. Meteors" in the International Geophysical year (IGY 1957/9) Program. The IGY Conveners had included the meteor researches into the International Heliophysical year (IHY 2007/9) program under the title "Meteors, Meteoroids and an Interplanetary Dust". New title emphasizes the widening of area of meteor research in new Heliophysical year. During the 1957/9 the phenomena caused by meteor particles (the meteors) were studied directly in the terrestrial atmosphere. During the incoming Heliophysical year meteor particles (meteoroids) will be an object of study on all an extent from the Sun up to borders of Solar system will be studied, actually on all an extent of a heliosphere. The coordinated investigation program CIP at number 65 "Meteors in the Earth atmosphere and Meteoroids in the Solar system" in the list of the IHY is presented.

Введение. Начало активных исследований окружающей среды и космических объектов методами локации и радиоастрономии неотделимо от определяющей программы 20 века «Международный геофизический год 1957/9» (МГГ 1957/9). Крупные разделы исследований по программе МГГ 1957/9 были следующие: метеорология, Солнце и геофизика системы Солнце-Земля, геомагнетизм и земные токи, полярные сияния и свечение ночного неба, ионосфера и метеоры, космические лучи, океанография, гляциология, широты и долготы, гравиметрия, сейсмология, исследование верхних слоев атмосферы с помощью ракет и искусственных спутников Земли, Антарктика и Арктика. Триумфальному проведению МГГ 1957/9 способствовал целый ряд благоприятных обстоятельств. Развитие науки и техники достигло такого уровня, при котором стал возможным запуск первого искусственного спутника Земли, открывшего новую эру освоения космоса. Год МГГ 1957/9 был масштабным во всех отношениях. Был сделан переход от изучения отдельных аспектов геофизики к ее всеобъемлющему изучению. Организована «Служба Солнца». В центре внимания была ионосфера. Необходимость в четком и точном прогнозе и определении состояния и параметров ионосферы, изменяющихся под воздействием Солнца, диктовалась не только научными задачами, но и практическими, связанными с обеспечением надежной радиосвязи. Представляла интерес и метеорная радиосвязь. Широко внедрялись и распространялись революционные радиолокационные методы исследований, началось строительство и эффективное использование радиотелескопов. Были организованы и значительно развиты специальные формы и структуры международного сотрудничества, которые стали неотъемлемой частью науки наших дней, такие как Геофизический календарь, Мировые центры данных. В послевоенное время быстрыми темпами начала развиваться молодая наука - метеорная радиоастрономия. Вместе с другими факторами ее развитию способствовало широкое распространение методов метеорной радиолокации. Исследования метеоров были включены в программу МГГ 1957/9. Расширенный вариант метеорной программы с применением радиолокационного метода предложил знаменитый Ловелл Б., известный радиоастроном и создатель первого полноповоротного радиотелескопа в Джодрелл Бэнк (Англия).

От знаменитой идеи Карла Вайпрехта к новым глобальным проектам. Программа каждого геофизического года имела свои особенности, связанные с историей раз-

вития человеческого общества. Первый Полярный год проходил в 1882 и был инициирован полярным исследователем Карлом Вайпрехтом (Carl Weyprecht). Вайпрехт сформулировал идею о необходимости объединения усилий ученых и финансирования всех заинтересованных стран для эффективного решения насущных задач человечества в познании окружающего мира, на тот момент в познании Арктики. Эта революционная идея Вайпрехта явилась красной нитью геофизических международных программ всемирного масштаба по изучению среды обитания человека всеми имеющимися ресурсами человечества. Было принято решение проводить такие скоординированные международные геофизические научно-исследовательские мероприятия (геофизические годы) каждые 50 лет. Третий геофизический год МГГ 1957/9 был инициирован через 25 лет после второго Полярного года в 1957/8, а затем был продлен до 1959 г. Выбор периода 1957/8 связан с наступлением в то время особого максимума солнечной активности. Инициатором проведения МГГ 1957/9 был известный американский ученый Л. Беркнер, один из пионеров по изучению ионосферы. Председателем специального комитета МГГ 1957/9 был избран известный американский геофизик С. Чепмен. С. Чепмена и Л. Беркнера считают «отцами» МГГ 1957/9. С окончанием МГГ 1957/9 стало ясно, что дальнейшее эффективное изучение планеты не может быть не международным и не глобальным. Необходимо научное сотрудничество как на стадии подготовки эксперимента, так и в ходе его проведения и анализа результатов. От ствола МГГ стали один за другим «отпочковываться» новые международные научные мероприятия: Год спокойного Солнца (1964/5), Год активного Солнца (1969/71), Программа исследования глобальных атмосферных процессов (1970-е годы), Проект средней атмосферы с Глобальной системой метеорных наблюдений (МАП/ГЛОБМЕТ, 1980-е годы) и другие. Во время МГГ 1957/9 и последующих программ реализуются проекты совместных одновременных астрономических и геофизических исследований. Благодаря программе МГГ 1957/9 с акцентом на радиолокационные наблюдения метеорная астрономия из наблюдательной науки превращается в науку экспериментальную, создаются метеорные сети в СССР и Канаде. К основным достижениям метеорной астрономии во время МГГ нужно отнести создание первой модели распределения метеорного вещества в атмосфере Земли, получение первых оценок метеороидной опасности для запускаемых спутников и ракет в околоземном пространстве. Ошеломляющий по объему и важности файл знаний о метеорах в пределах программы МГГ 1957/9 и последующих тридцати лет был получен в бывшем СССР [1]. Главным идеологом и организатором метеорных исследований в СССР был Федынский В.В. (Астрономический совет, Москва). Именно ему, а также Костылеву К.В. (Казань) и Кашееву Б.Л. (Харьков) вместе с некоторыми другими учеными, принадлежит заслуга в организации в СССР радиолокационных метеорных наблюдений наивысшего уровня. Один из старейших мировых радиолокационных метеорных центров был основан Б.Л. Кашеевым в период подготовки и проведения программы МГГ 1957/9 в Харькове. Этот метеорный центр, сейчас являющийся подразделением Харьковского национального университета радиоэлектроники (Украина), с более чем пятидесятилетним опытом как в наземных радиолокационных наблюдениях слабых метеоров, так и в интерпретации данных радиолокационных наблюдений имеет прямое отношение к выполнению метеорных программ всех перечисленных выше проектов и мероприятий. Американский геофизический союз, как главный организатор и куратор новой глобальной программы мирового уровня «Международный гелиофизический год 2007/9», оценил и номинировал сертификатом и значком «Золото МГГ» вклад Кашеева Б.Л. (1920-2004) в проведение МГГ 1957/9, как имеющий историческое значение.

Международный гелиофизический год 2007/9 (МГГ 2007/9). В центре внимания проекта МГГ 2007/9 находятся гелиофизика, физика Земли, Солнца, плазмы, межпланетного пространства. Всю информацию об этой программе можно найти на сайте <http://ihy2007.org>. Целями МГГ 2007/9 являются:

- углубление понимания гелиофизических процессов, влияющих на Солнце, Землю и гелиосферу;

- продолжение традиций международных исследований и пропаганда исторического значения 50-й годовщины Международного геофизического года;
- демонстрация миру преимуществ, актуальности и значения наук о Земле и космосе.

С данными исследований в рамках МГГ 2007/9 будут ознакомлены ученые и инженеры всех стран. Гелиосфера – значительная часть космического пространства вокруг Солнца, в которой распространяется сверхзвуковой поток плазмы, которая извергается солнечной короной, вытесняя межзвездное магнитное поле. Граница гелиосферы расположена на расстоянии, где поток количества движения солнечной плазмы уравновешивается газодинамическим и магнитным давлением межзвездного газа. Границы гелиосферы достигают границ Солнечной системы. Понятие “гелиофизический” расширяет понятие “геофизический”, охватывая не только Землю и ее связи с Солнцем и межпланетным пространством, но и расширяя область изучения в Солнечной системе до границ гелиосферы. Мероприятия МГГ 2007/9 будут осуществляться с учетом успешного опыта проведения МГГ в 1957/9 году.

Метеорная область исследования программы МГГ 2007/9. С 2007 года в программу МГГ 2007/9 введена метеорная дисциплина (область исследования) «Метеоры, метеороиды, межпланетная пыль» [2]. Все заинтересованные лица и организации приглашаются принять участие в метеорной части проекта МГГ 2007/9 и организовывать наблюдательные кампании. Это можно сделать либо присоединением к имеющимся метеорным программам, либо инициированием собственных программ СІР. Форма на заявку новых СІР заполняется он-лайн по адресу: http://ihy2007.org.uk/CIP_form.shtml. Текущий период, 2008 год, не должен смущать выдвиженцев, так как метеорная программа будет продолжена на необходимый срок. Одной из главных целей является планирование экспериментов, достижение синхронности наблюдений и сопоставимости результатов. В рамках программы «Международный гелиофизический год 2007/9» зарегистрировано в настоящее время две метеорные программы СІР 60 и СІР 65: <http://www.ukssdc.ac.uk/cgi-bin/ihy/cip-filter.pl>.

Координированная исследовательская программа номер 60 (СІР 60 «Влияние космической погоды на поток микрометеороидов», информацию о которой можно будет увидеть на сайте <http://www.bdg.lapan.go.id/>), выдвинута доктором Thomas Djamaluddin (Индонезия). По этой программе в Национальном институте аэронавтики и космоса (LAPAN, Бандунг, Индонезия) под руководством доктора Thomas Djamaluddin запланировано провести изучение влияния на метеорный поток факторов космической погоды, связанных с активностью Солнца, посредством атмосферных и межпланетных механизмов с применением индонезийских данных метеорных ветровых радиолокаторов и всех доступных на сегодня данных о метеорах.

Координированная исследовательская программа номер 65 (СІР 65 «Метеоры в Земной атмосфере и метеороиды в Солнечной системе»), подробная информация о которой вскоре будет на сайте <http://www.kture.kharkov.ua>, выдвинута первым автором, являющимся официальным координатором дисциплины «Метеоры, метеороиды и межпланетная пыль» программы МГГ 2007/9. В соответствии с этой программой в ХНУРЭ (Харьков, Украина) будет проведено изучение комплекса метеорных орбит с большими значениями эксцентриситетов на основе харьковского электронного каталога метеорных орбит, полученных радиометодом в 1972-1978 годах (диссертационная работа Коломиец С.В., первого автора.). В Казанском государственном университете (Россия) будут выполнены следующие исследования: 1) переобработаны казанские радиолокационные наблюдения метеорных потоков, выполненные в 60 – 70 гг. 20 века, которые хранятся в архивах в аналоговой записи, и которые необходимо перевести в цифровую форму; 2) рассчитана плотность потока метеороидов основных метеорных потоков как функция долготы Солнца по результатам переобработанных казанских наблюдений прошлых лет и проведено ее сравнение с плотностью потока, полученной по результатам визуальных наблюдений, опубликованных в Международной базе данных (под руководством проф.

Бельковича О.И, второго автора). Метеорная программа СІР 65 поддержана научным сотрудником Института динамики геосфер (Россия), проводящим исследования в области взаимодействия метеорного вещества с Земной атмосферой Поповой О.П., третьим автором. В рамках программы СІР 65 инициируется создать на базе ХНУРЭ (Украина) центр сохранения и развития метеорных знаний с музеем метеорных исследований, а также организовать мероприятия, направленные на сохранение исторического наследия всех метеорных центров бывшего Советского Союза, принимавших участие в метеорной программе МГГ 1957/9. Проводится работа по организации новой наблюдательной кампании.

Выводы. Во время совместных геофизических и астрономических наблюдений метеоров по программе МГГ 1957/9 метеорная наука была значительно развита благодаря использованию радиотехнических средств и методов наблюдений, привлечению первых регистраций на космических аппаратах. Астрономический объект изучения «метеорное тело» (численность метеорных тел в атмосфере Земли), войдя в Международный геофизический год как метеор в верхней атмосфере Земли в раздел V «Ионосфера. Метеоры», к концу выполнения программы МГГ 1957/9 приобрел дополнительную собственную ценность как «метеороид» - житель Солнечной системы со своей собственной историей и судьбой (орбитой метеорного тела). Анализ метеорных орбит в Солнечной системе в новом гелиофизическом году МГГ 2007/9 приобретает первоочередное значение с учетом появления целого флота космических аппаратов. Остаются насущными исследования притока метеорного вещества в атмосферу Земли и эффекты их взаимодействия. В постсоветских странах пока еще существуют метеорные центры МГГ 1957/9 с теоретическим и экспериментальным потенциалом мощных метеорных научных школ СССР, с уникальными базами данных, нуждающимися в записи на современные носители информации. Сегодня эти центры, из-за отсутствия финансирования и ряда других причин, не могут успешно функционировать, и в ряде случаев мы имеем законсервированные знания. Международная программа метеорных исследований СІР 65 создана с целью распространения, сохранения и развития метеорных знаний, прежде всего на постсоветском пространстве. Все заинтересованные исследователи метеоров и прикладных областей приглашаются к участию в метеорной программе МГГ 2007/9, в результате чего метеорная наука сможет получить новый импульс для своего развития по аналогии с МГГ 1957/9.

Литература

1.Kolomiyets S.V., Sidorov V.V. IHY: Meteor astronomy and the New Independent States (NIS) of the Former Soviet Union // Cambridge, U.K. In Proceedings. IAU 2006 Volume 2, Special Session SPS 5 (J.B. Hearnshaw and P. Martinez, eds.), P. 189-198

2.Kolomiyets S.V., Slipchenko M.I. The Meteors, Meteoroids and Interplanetary Dust Program of the International Heliophysical Year 2007/9 // Earth, Moon, Planet, 2008, Vol.102, P.305-307.

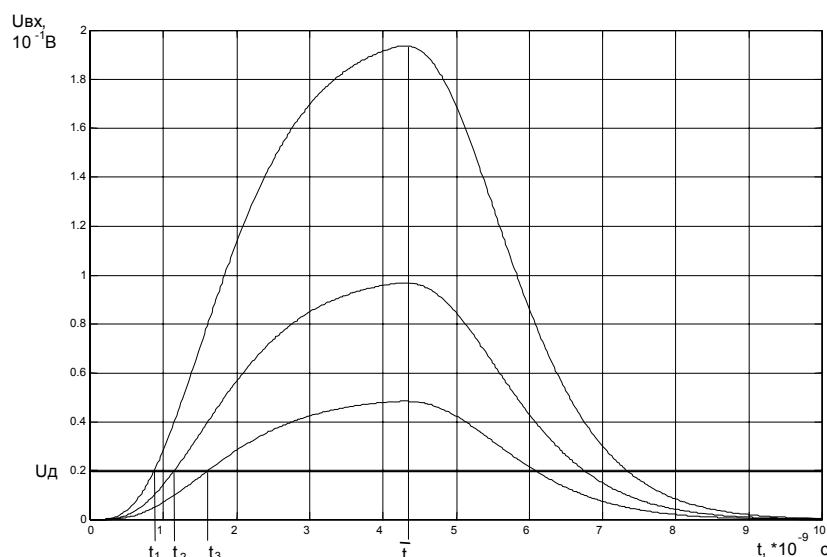
ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Литвинов А.И.

Донбасский государственный технический университет
94204, Луганская обл., Алчевск, пр. Ленина 16, каф. АУПТЭЖ,
тел., факс (06442) 2-68-87, E-mail: tirpitz@ukr.net

The given job is devoted to increase of accuracy of definition of coordinates of space objects laser ranging by stations. The modernization of the device of measurement of a temporary rule of the reflected signal is offered. The block diagram of the device consists of the switchboard, optimum filter and shaper of a temporary mark with a watching threshold.

Задачи спутниковой навигации и космической геодезии на современном этапе требуют обеспечивать точность определения координат космических объектов (КО) порядка единиц сантиметров при высотах орбит КО до 40000 км. Эти задачи решаются средствами лазерной локации космических объектов. В настоящее время лучшие лазерные локационные станции (ЛЛС) международной сети ILRS обеспечивают погрешность измерений расстояний менее 1 см. Проектная точность ЛЛС сети Министерства образования и науки Украины составляет 3 см, что соответствует точности измерения времени прихода отраженного сигнала в 100 пс. Одним из факторов, влияющих на точность измерений, является определение момента регистрации отраженного сигнала. В связи с тем, что измеряемые ЛЛС расстояния велики, отраженные световые потоки имеют очень малую интенсивность и составляют единицы фотонов. Поэтому, при регистрации отраженного сигнала используется однофотонный режим приема. В качестве приемников оптического излучения в ЛЛС используются фотоэлектронные умножители (ФЭУ). Временная погрешность привязки однофотозлектронных импульсов, снимаемых с анода умножителя, к шкале времени обусловлена флуктуациями их амплитуды и формы. При регистрации анодных импульсов ФЭУ по некоторому постоянному порогу, который обеспечивает срабатывание устройства формирования временной отметки во всем диапазоне амплитуд абсолютная погрешность привязки импульсов к шкале времени Δt будет определяться длительностью фронта (рис. 1).



$U_{д}$ – напряжение порога дискриминации; t_1 , t_2 , t_3 – моменты регистрации при разных амплитудах сигнала; \bar{t} – временной центр тяжести импульса

Рис. 1. Графики изменения моментов регистрации импульса при флуктуациях амплитуды

Флуктуации амплитуды одноэлектронных анодных импульсов ФЭУ обусловлены статистическим характером процессов в фотоэлектронном умножителе. Для уменьшения погрешности регистрации отраженных сигналов, связанной с флуктуациями амплитуды анодных импульсов ФЭУ, применяется формирователь временных отметок со следящим порогом [1].

Целью данной работы является поиск путей уменьшения погрешности регистрации отраженных от КО сигналов, связанной с флуктуацией формы одноэлектронных анодных импульсов ФЭУ.

Средний одноэлектронный импульс ФЭУ описывается выражением [2]

$$u(t) = \overline{M} f(t),$$

где \overline{M} – среднее усиление ФЭУ, $f(t)$ – n -кратная свертка экспоненциальной плотности вероятности, описывающей распределение времени пролета электронов между диодами.

$$f(t) = t^{n-1} \frac{e^{-\frac{t}{\tau_0}}}{\tau_0^n (n-1)!},$$

где τ_0 – постоянная времени экспоненциальной плотности вероятности, n – количество каскадов умножения ФЭУ.

При достаточно большом коэффициенте усиления первого каскада форма отдельных одноэлектронных импульсов стремится к средней и с ростом n приближается к гауссовской. В ЛЛС в качестве фотодетекторных приемников используются, в основном, ФЭУ-79 и ФЭУ-164 с количеством диодов – 12. таким образом, форму одноэлектронного импульса ФЭУ можно считать стабильной, имеющей математическую модель в виде функции Гаусса. Следовательно, флуктуации формы одноэлектронных импульсов обусловлены наложением шумов ФЭУ.

Если принять одноэлектронный импульс ФЭУ за $u(t)$, а шум обозначить как $n(t)$, то аддитивная смесь сигнала с шумом

$$v(t) = u(t) + n(t).$$

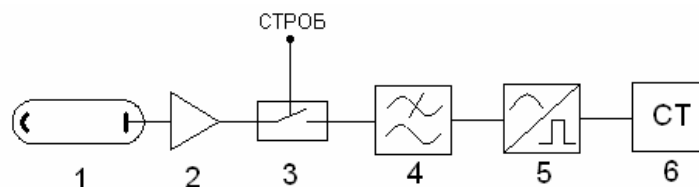
Погрешность измерения временного положения

$$\Delta t = t - t_0,$$

где t_0 - момент формирования отметки импульса $u(t)$.

Для радиолокационных систем известна структура оптимального измерителя временного положения сигнала [3]. Ее недостаток для формирования временных отметок импульсов ФЭУ заключается в использовании метода пересечения нуля который неприемлем при значительном уровне шумов. В лазерной локации при одноэлектронном приеме отношение сигнал-шум мало, иногда близко к 1.

На основании вышеизложенного предлагается структура устройства привязки анодных импульсов ФЭУ к шкале времени (рис. 2), включающая в себя согласованный по спектру с одноэлектронным импульсом фильтр и формирователь со следящим порогом.



1 – ФЭУ; 2 – усилитель-ограничитель; 3 – коммутатор; 4 – согласованный фильтр; 5 – формирователь со следящим порогом; 6 – счетчик временных интервалов.

Рис. 2. Структура приемного тракта ЛЛС с согласованным фильтром

Погрешность измерения временного положения импульса, характеризующаяся дисперсией определится соотношением

$$\sigma_t^2 = \frac{(N_0/2) \int_{-\infty}^{+\infty} [h'(t-x)]^2 dx}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} u'(x)h'(t_0-x)dx \right]^2},$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика фильтра.

Исходя из найденной структуры устройства временной привязки импульсов разработана схема устройства и произведено ее моделирование. Результаты моделирования представлены на рис. 3–5.

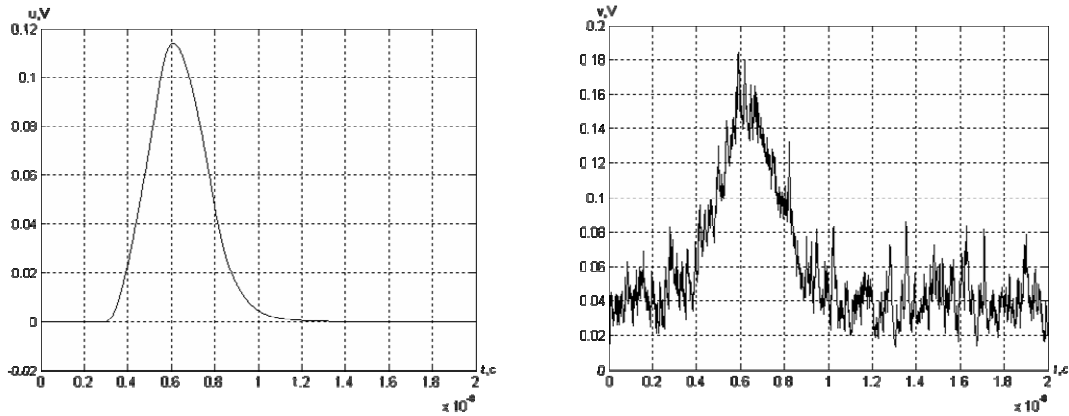


Рис. 3. Графики одноэлектронного импульса $u(t)$ и аддитивной смеси сигнала с шумом $v(t)$

Сравнивая графики исходного импульса $u(t)$ и обработанного фильтром $s(t)$ (рис. 3, 4), можно заметить некоторое расширение импульса и затягивание фронта, что увеличивает незначительно погрешность привязки. Необходимо также отметить, что регистрация импульсов, искаженных шумами без предварительной обработки приводит к значительной погрешности измерений временного положения сигнала – около 2 нс и многократным срабатываниям формирователя временной отметки, длительность между которыми меньше периода его релаксации (рис.4). Это приводит к неправильной работе формирователя – происходит «забывание» его шумами, что влечет за собой нарушение работы счетчика временных интервалов и ошибочное определение дальности лазерной локационной станцией.

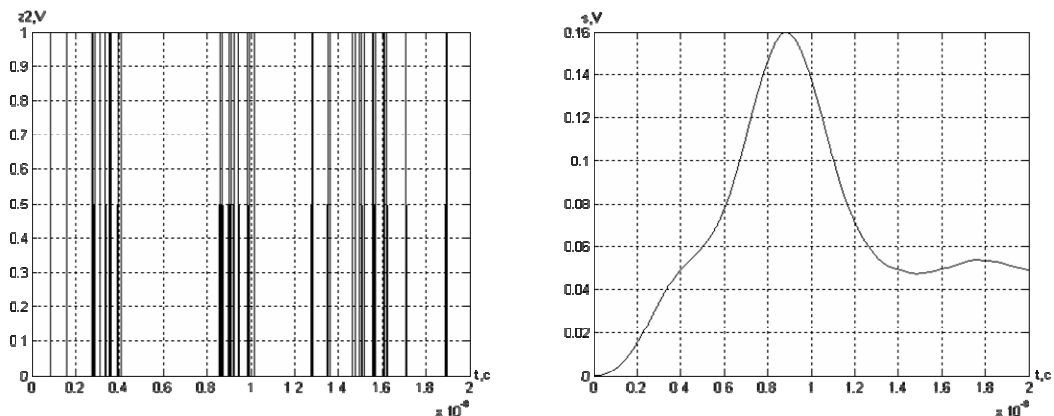


Рис. 4. График работы формирователя при регистрации сигнала $v(t)$ и график $s(t)$ после обработки $v(t)$ фильтром

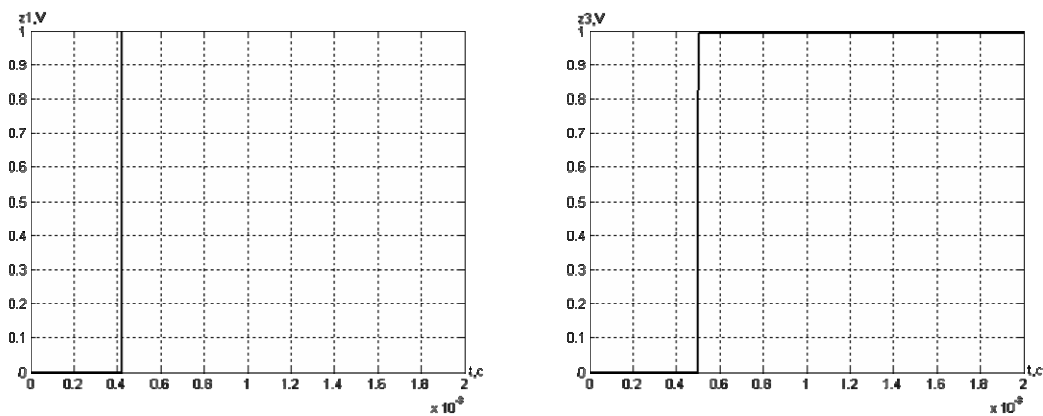


Рис. 5. Графики работы формирователя при регистрации сигналов $u(t)$ и $s(t)$

Регистрация импульсов после фильтра происходит с некоторым постоянным запаздыванием по отношению к истинному положению импульса на временной шкале (рис. 5), но эта погрешность систематическая и может быть учтена при калибровке ЛЛС. Случайная погрешность определения временного положения сигнала при введении в структуру модуля временной привязки согласованного фильтра и коммутатора, управляемого стробом «временные ворота», уменьшилась до

В результате проведенных исследований получены следующие результаты. При регистрации импульсов, искаженных шумами без предварительной обработки погрешность привязки составляет значительную величину – около 2 нс, также происходит многократное срабатывание формирователя, что приводит к ошибочному определению дальности.

Для уменьшения погрешности регистрации одноэлектронных импульсов, обусловленной наличием шумов, применена обработка анодных импульсов ФЭУ в согласованном фильтре, спектральная характеристика которого соответствует спектру одноэлектронного импульса ФЭУ, форму которого можно считать стабильной, описываемой функцией Гаусса.

Разработана структура устройства формирования временной отметки, включающая в себя согласованный фильтр, формирователь со следящим порогом и коммутатор, управляемый стробом «временные ворота». При моделировании этой схемы случайная погрешность составила 56 пс.

Дальнейшее повышение точности временной привязки импульсов возможно преобразованием одноэлектронного импульса в сигнал, который оптимален по форме для измерения временного положения отраженных сигналов.

Литература

1. Мелешко Е.А. Наносекундная электроника в экспериментальной физике / Мелешко Е.А. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 216 с.
2. Одноэлектронные фотоприемники / [Ветохин С.С., Гулаков И.Р., Перцев А.Н. и др.] – [2-е изд., перераб. и доп.] – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 160 с.
3. Лёзин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов / Лёзин Ю.С. - [2-е изд., перераб. и доп.] – М.: Советское радио, 1986. – 448с.

ФЛЮОРЕСЦЕНЦИЯ ЭМУЛЬГИРОВАННЫХ НЕФТЕЙ И НЕФТЕПРОДУКТОВ В ВОДЕ

Гомидзе Н.Х., Шашикадзе З.Дж.

Батумский государственный университет.

Батуми, Грузия, ул. Ниношвили 35, 6010, департамент физики.

E-mail: gomidze@bsu.edu.ge

It is presented a method of laser fluorescence for diagnostics and the oil analysis in water media. It is shown advantage of the presented method in comparison with a classical method. In particular, that the method of laser fluorescence is more sensitive and the express train is characterised by diagnostics.

Антропогенные загрязнения Мирового океана и внутренних водоёмов включают в себя множество компонентов, среди которых одно из первых мест занимают нефть и нефтепродукты (НП).

Защита окружающей среды от загрязнений тесно связана с проблемой их обнаружения и последующего контроля. Это сложная задача, поскольку НП представляют собой изменчивый комплекс разнообразных сложных органических веществ. Поведение НП при попадании в воду определяется целым рядом слабоизученных процессов (например, вынос НП в атмосферу, деградация в водной толще, влияние биологических факторов и т.д.).

Диагностика НП распадается на нескольких задач, среди которых основная задача определение концентрации взвешенных и растворённых в воде НП. Для корректного решения этой задачи требуется исследования НП в воде, в различных формах (растворенная, эмульгированная, плёнка) и на различных этапах старения НП.

Разработан и применяется ряд методов анализа нефтяных загрязнений водных сред (например, методы инфракрасной спектроскопии, ядерный магнитный резонанс на основе эффекта Шпольского, весовые методы, жидкостная и газовая хроматография и др.). Среди них применяются и оптические, в том числе и лазерные методы, преимуществами которых являются экспрессность и дистанционность.

Мы для измерений применяли метод внутреннего репера, когда сигнал флуоресценции НП в воде сравнивается с сигналом Стоксовой компонентой комбинационного рассеяния воды или Гексана (гексановых экстрактов и растворов) [1].

Изучалась флуоресценция ряда растворенных и эмульгированных НП и исследовалась зависимость спектров флуоресценции от формы и времени нахождения НП в воде.

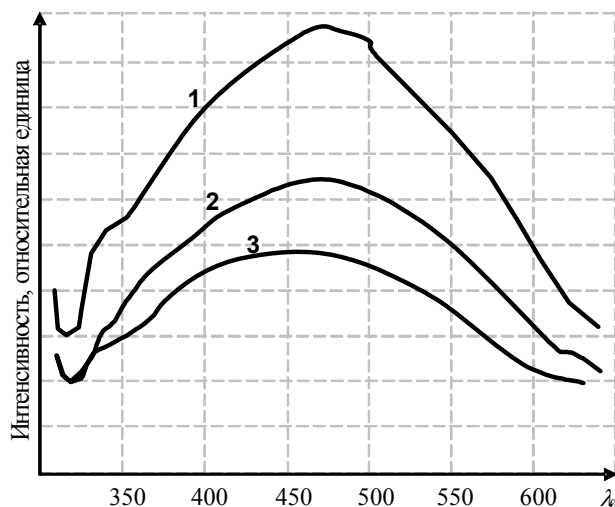


Рис.1. Изменение во времени спектра флуоресценции эмульгированного в воде образца. 1 – первый день, 2 – второй день, 3 – третий день

Проводились измерения флуоресценции гексановых экстрактов из эмульгировано - растворенных НП, для оценки общего содержания НП в образцах.

При подготовке пробы эмульгированного НП, нефть наливалась на поверхность дистиллированной воды, после чего для диспергации проводилось встряхивание с помощью ультразвукового диспергатора. Рассеяние света на частоте возбуждения от образца эмульсии в 2-6 раз превышало Рэлеевское рассеяние на молекулах воды.

Форма спектра флуоресценции растворённого НП мало зависит от типа исходного НП и не зависит от времени нахождения НП в воде. Стабилен и интенсивность флуоресценции в процессе старения и слабо зависит от типа исходного НП.

Другие результаты дали спектроскопические исследования эмульгированных НП. Их параметры постоянно изменялись в процессе “старения”, происходило падение интенсивности флуоресценции, менялся форма контура флуоресценции. Так на рис.1 показаны спектры одного из образцов, снятые через некоторые интервалы времени.

Одной из гипотезой, объяснения описанных явления может быть процесс “старения” эмульсии (со временем происходит коагуляция эмульсий и увеличение их размера).

Измерение радиуса эмульсии для образцов эмульгированных НП в воде проводились на корреляционном спектрометре оптического смещения (рис. 2) .

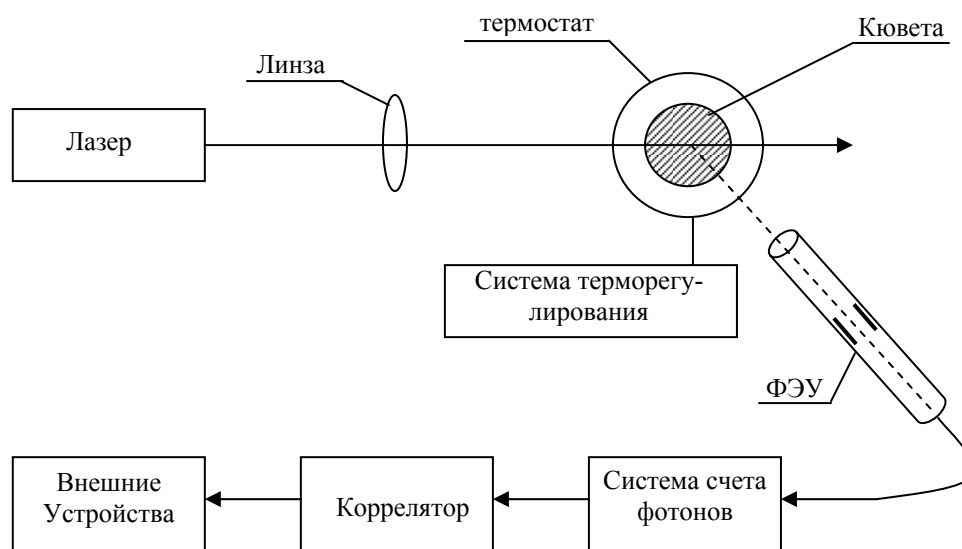


Рис. 2. Блок-схема корреляционного спектрометра оптического смещения

В качестве источника света используется He-Ne лазер с длиной волны излучения $\lambda = 632,8$ нм и выходной мощностью 10 мВт. Свет от лазера фокусируется линзой с фокусным расстоянием $F=300$ мм в центр кюветы с образцом. Кювета помещается в термостат, температура которого поддерживается с помощью системы термостатирования.

Рассеянный свет принимается фотоумножителем, помещенным в светонепроницаемый кожух, который укреплен на консоли поворотного устройства. Имеется возможность устанавливать угол рассеяния в пределах $0 \div 160^\circ$. Погрешность установки угла не превышает $10''$. В узле фотоприёмного устройства помещены делитель напряжения для питания динодов фотоэлектрического устройство (ФЭУ) и усилитель-дискриминатор системы счёта фотонов (ССФ). С выхода ССФ сигнал передаётся на 72 – канальный коррелятор с внешними устройствами индикации и записи информации.

Оптический тракт спектрометра (лазер, термостат с кюветой и поворотное устройство с фотоприёмным узлом) размещён на специально виброизолированном оптическом столе.

Метод заключается в исследовании естественных флуктуационных процессов, имеющих место в жидкостях. Рассасывание этих флуктуаций характеризуется обычными макроскопическими кинетическими коэффициентами. Эффективным методом изучения процессов рассасывания флуктуацией в прозрачных жидкостях является молекулярное рассеяние света [2]. Физической причиной молекулярного рассеяния света является тепловые флуктуаций показателя преломления света. Эти флуктуации в свою очередь обусловлены флуктуациями термодинамических величин, функцией которых является показатель преломления. В общем случае однократного дипольного рассеяния света в смеси двух жидкостей для интенсивности рассеянного света справедливо выражение

$$I = \left(\frac{\partial n}{\partial \rho} \right)_{T,X}^2 \cdot \left(\frac{\partial \rho}{\partial p} \right)_{S,X}^2 \cdot (\overline{\Delta p})_{T,X}^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial \rho} \right)_{T,X}^2 \cdot \left(\frac{\partial \rho}{\partial s} \right)_{P,X} \cdot (\overline{\Delta s})^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial x} \right)_{P,T} \cdot (\overline{\Delta x})^2, \quad (1)$$

где n - показатель преломления, ρ - плотность, p - давление, T - температура, S - энтропия, X - мольная концентрация раствора.

Выражение (1) получено при условии, что рассеяние света на флуктуациях зависящих от температуры $\left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_{P,X}$ мало. Действительно, по оценкам, приведенным [3], вклад

этого члена в общее рассеяние для обычных жидкостей не превышает 2÷5%. Кроме того в (1) не учитывается рассеяние на флуктуациях анизотропии молекул. Такое упрощение допустимо, так как ширина спектральной компоненты света, рассеянного на этих флуктуациях, на несколько порядков больше ширины центральной компоненты.

Из анализа (1) следует, что рассеяние света обусловлено тремя причинами: адиабатическими флуктуациями давления (спонтанные звуковые волны тепловой природы), изобарическими флуктуациями энтропии (тепла) и флуктуациями концентрации. Спектр рассеянного света схематически изображён на рис. 3. Смещение относительно ω_0 - частоты возбуждающего света на $\pm\Omega$ линии, называются компонентами Мандельштама - Бриллюена (МБ). Сдвиг компонент вызван эффектом Доплера при рассеянии света на бегущих спонтанных звуковых волнах и, соответственно, пропорционален скорости звука в среде. Уширение линии происходит за счет поглощения звуковых волн.

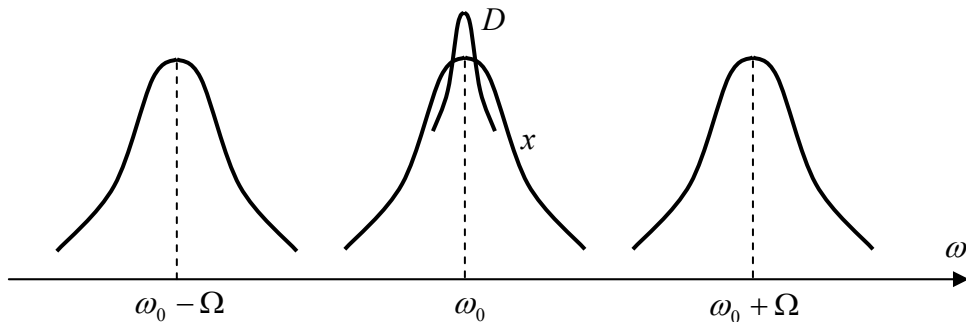


Рис. 3. Спектр рассеянного света, смесью двух жидкостей

Центральная компонента, расположенная на частоте возбуждающего света, состоит из двух линий: узкая линия обусловлена затуханием флуктуации концентрации – процессами диффузии, широкая – затуханием флуктуации тепла – процессами теплопроводности. В соответствии с гипотезой Онзагера, процесс рассасывание флуктуации в жидкости можно описать с помощью макроскопических гидродинамических уравнении [2]. Так, для процесса рассасывания флуктуаций концентрации $\delta x(r,t)$ справедливо выражение:

$$\frac{\partial \delta x(r,t)}{\partial t} = D \nabla^2 \delta x(r,t), \quad (2)$$

откуда, для флуктуации концентрации с волновым вектором \vec{k} , следует

$$\delta x(k, t) = \delta x(k, 0) \cdot e^{-\Gamma t}, \quad (3)$$

где

$$\Gamma = Dk^2, \quad (4)$$

Γ – характерная частота затуханий флуктуации концентрации, D – коэффициент диффузии, k – изменение волнового вектора света при рассеянии:

$$K = \frac{4\pi n}{\lambda} \sin \frac{\vartheta}{2}, \quad (5)$$

λ – длина волны падающего света, ϑ – угол рассеяния.

Затухание флуктуации удобно изучать используя временную автокорреляционную функцию

$$G(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot f(t + \tau) dt = \langle f(t) f(t + \tau) \rangle. \quad (6)$$

Тогда для флуктуаций, описываемых выражением (3) автокорреляционная функция имеет вид:

$$G_x(\tau) = \langle |\delta x(k, t)|^2 \rangle e^{-\Gamma \tau}. \quad (7)$$

В соответствии с (7), автокорреляционная функция света, рассеянного на затухающих флуктуациях концентрации (для электрического поля световой волны с частотой ω_0), запишется в виде

$$G_E(\tau) = E_p \cdot e^{-\Gamma \tau} \cdot e^{-i\omega_0 \tau}. \quad (8)$$

Оптический спектр может быть найден по теореме Винера – Хинчена :

$$S_E(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega \tau} \cdot G_E(\tau) d\tau, \quad (9)$$

Из решения (9) следует, что оптический сигнал с экспоненциальной автокорреляционной функций (6), имеет спектр в виде лоренциана:

$$S_E(\omega) = E_p \frac{\Gamma / \pi}{\Gamma^2 + (\omega - \omega_0)^2}, \quad (10)$$

Здесь Γ – полуширина спектральной линии на полувысоте.

Полученные выше выражения позволяют рассчитать, используя соответствующее измеренное значение ширины центральной компоненты рассеянного света Γ , коэффициент диффузии D .

Для броуновских частиц коэффициент диффузии и радиус частиц r_0 связан следующим выражением (формула Эйнштейна - Стокса):

$$D = \frac{K_b T}{6\pi\eta r_0}, \quad (11)$$

где K_b – постоянная Больцмана, T – температура, η – сдвиговая вязкость. Зная остальные, с помощью (11) можно вычислить радиус частицы.

Характерная частота процесса диффузии $\Gamma \approx 10^5 \text{ с}^{-1}$ (при $\vartheta = 90^\circ$) и обычные спектрометрические методы не позволяют измерять такие узкие спектральные линии. Преодоление возникших трудностей возможно при использовании метода спектроскопии оптического смешения. Сущность метода заключается в том, что огибающая спектра с оптической частоты ω_0 переносится в области низких частот, где дальнейший анализ осуществляется анализаторами спектра или корреляторами сигналов [3]. Перенос спектра в частотной области – нелинейное преобразование, основанное на методах гетеродинамирования или квадратичного детектирование света.

Определялся радиус эмульсии для разных проб. Их значения лежали в пределах 0,270÷0,338 мкм. Каких-либо монотонных изменений радиуса эмульсии в процессе “старения” эмульгированных НП не наблюдались. Попытки оценить ширину распределения

частиц по радиусам показали монодисперсность системы. Не наблюдалась также изменения спектральных характеристик старой эмульсии после дополнительного измельчение на ультразвуковом диспергаторе. Последний факт говорит также в пользу равновесного, устойчивого характера эмульсий.

В нашем случае дифракционные эффекты малы и в рамках физических процессов падения флюоресценции не объясняются. Химический состав эмульсии и растворенного НП разный и в процессе старения эмульсии происходит растворение содержащихся в ней ароматических углеводородов, сопровождающейся изменением химического состава эмульсии.

Литература

1. Фадеев В.В., Чубаров В.В. Количественное определение нефтепродуктов в воде методами лазерной спектроскопии. - ДАН СССР, 1981, Т.261, №2, 342-346.

2. Фабелинский И.Л. Молекулярное рассеяние света. М : Наука, 1965.

3. Юдин И.К. Разработка метода и аппаратуры корреляционной спектроскопии оптического смещения для измерения кинетических коэффициентов жидкостей. – Дисс. Канд. Техн. Наук, М :1978.

ОБНАРУЖЕНИЕ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ МАЛЫХ РАЗМЕРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОСЛЕПороГОВОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА ВДОЛЬ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ.

В.Е. Саваневич¹⁾, А.Б. Брюховецкий²⁾

¹⁾ Харьковский Национальный университет радиоэлектроники, Харьков, Украина:

domsv1@rambler.ru

²⁾ Национальный центр управления и испытания космических средств,

Евпатория, Украина: izumsasha@rambler.ru

The essence of the alternative disclosure of the moving object's trajectory comes to the accumulation of the statistics, which are proportional to the signals' energy along the possible trajectories of the object's movement. As the statistics that are being accumulated one can use the squares of the signals' amplitudes that have exceeded the threshold in the disclosure device. At that afterliminal incoherent accumulation of the signals is showing itself. Next, with the use of Khok's technology, the allocation of the space object's movement's trajectory with the subsequent determination of the space objects' (SO) orbital characteristics takes place.

Введение. Сущность предлагаемого метода обнаружения траектории движущегося объекта сводится к накоплению статистик, пропорциональных энергии сигналов вдоль возможных траекторий движения объекта. В качестве накапливаемых статистик целесообразно использовать квадраты амплитуд сигналов превысивших порог в устройстве обнаружения. При этом реализуется послепороговое некогерентное накопление сигналов. Далее, с использованием технологии Хока, происходит выделение истинной траектории движения космического объекта с последующим определением орбитальных параметров КА (космических аппаратов).

Постановка проблемы. Основными причинами, вызвавшими разработку математических моделей определения местоположения КА в кадре, является то, что необходимость поиска объекта относится к классу задач, не имеющих универсального решения. При этом возникает вопрос обнаружения и принятия решения о наличии КА в зоне обзора наблюдательного средства. Таким образом, возникает необходимость разработать подходы к обнаружению оптических сигналов слабых объектов в кадрах видеоряда оптического средства, что требует наличие соответствующих математических моделей определения местоположения КА.

Анализ литературы. Анализ источников информации [1-3] показал, что в каждом отдельном случае в той или иной мере возникает необходимость решения задачи: как при минимальных временных затратах, максимизировать эффективность использования астрономического телескопа. Одним из подходов является математическое моделирование характера движения КА в поле зрения.

Решение задачи. Изучение характера движения КА через поле зрения оптического средства (ОС) подразумевает анализ характера изменения местоположения объекта в каждом кадре видеоряда. Поскольку прохождение космического аппарата в картинной плоскости ОС является прямолинейным, равномерным, то необходимо определить параметры прямой, характеризующие данное движение.

Как известно, по одной точке, принадлежащей прямой, невозможно определить ее параметры. Однако, все прямые, проходящие через данную точку, удовлетворяют нормальному уравнению прямой:

$$\rho = \alpha \cos \varphi + \beta \sin \varphi, \quad (1)$$

где ρ , φ – траверсные дальность и угол.

Любая точка на изображении (рис. 1) в плоскости траверсных угла и дальности отображается в соответствующую кривую (рис. 2). Причем данные линии будут иметь одну единственную точку глобального пересечения, а эта точка будет иметь координаты, соответствующие истинным параметрам прямой в плоскости $\alpha \beta$. Шумовые пиксели глобального пересечения не имеют, что и является основным селективным признаком, используемым при выделении прямой.

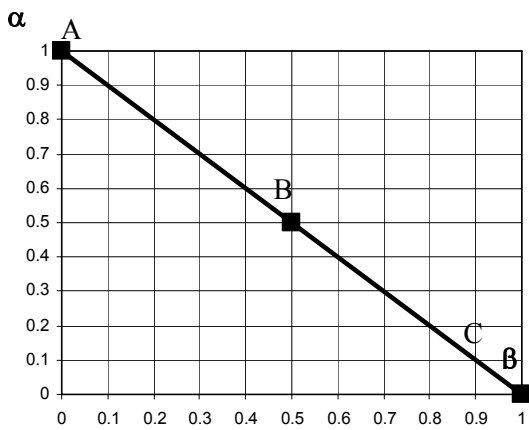


Рис. 1. Изображение отрезка

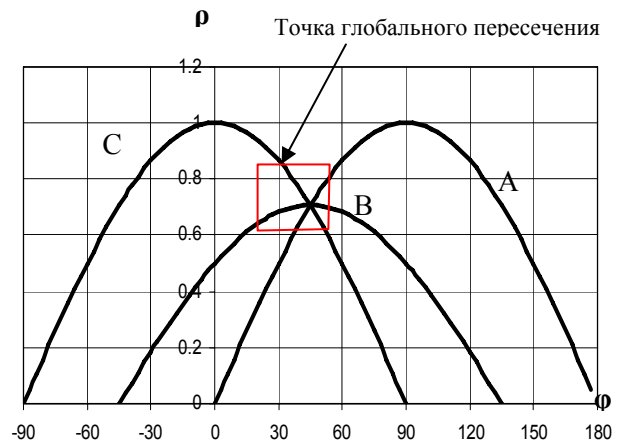


Рис. 2. Отображение точек в плоскость траверсных углов и дальности

Следовательно, необходимо произвести дискретизацию пространства параметров прямой (ППП). «Яркость» каждого пиксела с координатами α , β записывать в дискреты, с параметрами, удовлетворяющими неравенству:

$$\rho_m - \alpha \cos \varphi_n - \beta \sin \varphi_n \leq \delta_{mn}, \quad (2)$$

где ρ_m , φ_n – параметры m , n -го дискрета; δ_{mn} – константа, определяемая возможным разбросом изображения прямой.

При обработке всех кадров образуется дискрет с максимальным накоплением, параметры которого позволят определить параметры прямой, характеризующей движение КО через поле зрения. Результат определения параметров максимального дискрета (ρ_{\max} , φ_{\max}) представлен на рис. 3а, 3б.

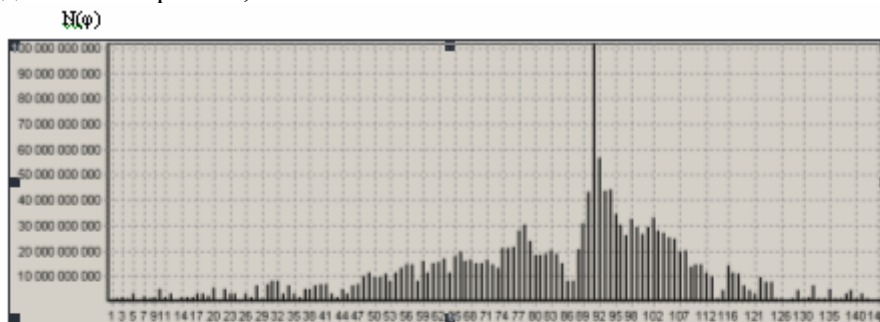


Рис. 3а. Зависимость накопления в дискретах ППП от траверсного угла

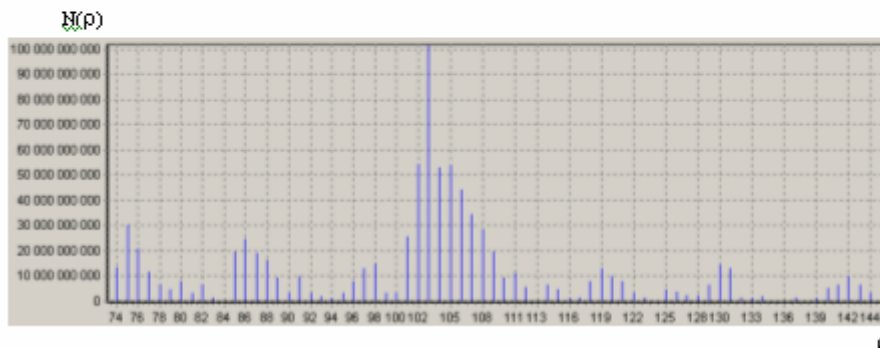


Рис. 3б. Зависимость накопления в дискретах ППП от траверсной дальности

Обрабатываемое изображение представлено на рис. 4. В данном случае, в качестве КО со слабой видимостью взята звезда со звездной величиной, соизмеримой со звездной величиной фона, формируемого телевизионной системой.

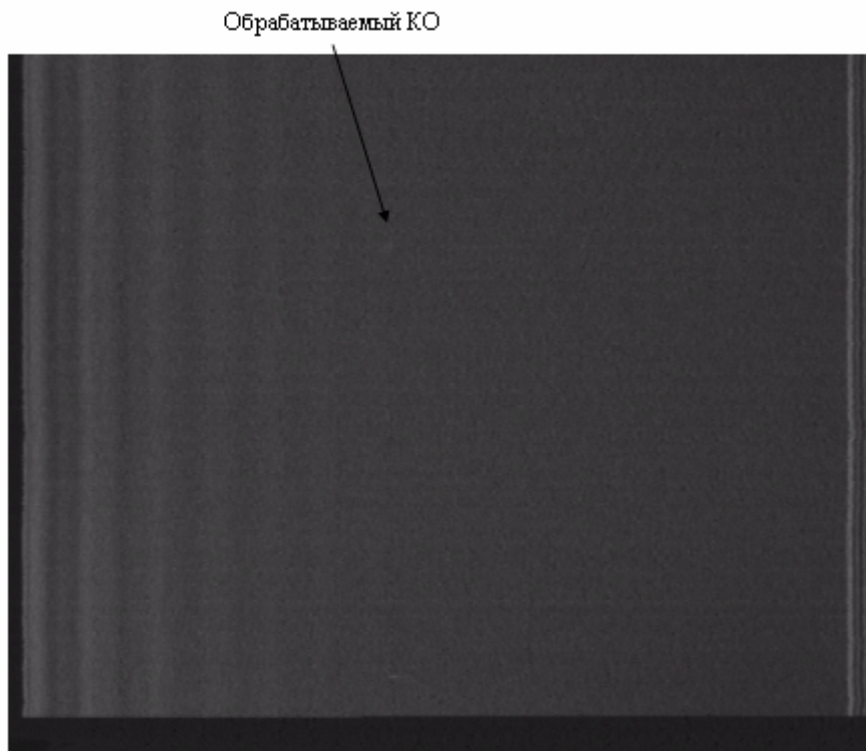


Рис. 4. Пример обрабатываемого кадра

Определив параметры прямой, характеризующей движение объекта через зону обзора, необходимо определить положение КО на прямой в зависимости от времени (номера кадра).

В качестве модели движения объекта применяется модель прямолинейного равномерного движения в плоскости. Параметры прямой, по которой движется объект, характеризуют траверсный угол φ и траверсная дальность ρ (см. рис. 5).

Движение объекта вдоль прямой характеризуют начальное положение l_0 , которое отсчитывается от траверса, и скорость \dot{l} . Ошибки измерения координат считаются независимыми, равноточными и распределенными по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием.

Прямая движения объекта описывается согласно нормальному уравнению прямой (1)

Координаты траверса в плоскости определяются как:

$$\alpha_0 = \rho \cos \varphi, \quad \beta_0 = \rho \sin \varphi. \quad (3)$$

Уравнение движения объекта вдоль прямой имеет вид:

$$l_t = l_0 + \dot{l} \Delta t, \quad (4)$$

где l_t – расстояние объекта от траверса на момент времени t ; $\Delta t = t - t_0$ – интервал времени между моментом t и моментом начала измерений t_0 .

В плоскости координаты объекта (α_t, β_t) на момент времени t определяются соотношениями:

$$\alpha_t = \alpha_0 + l_{\alpha t}; \quad \beta_t = \beta_0 + l_{\beta t}, \quad (5)$$

где $l_{\alpha t} = l_t \sin \varphi$; $l_{\beta t} = -l_t \cos \varphi$.

Взаимосвязь между расстоянием объекта от траверса и его координатами в имеет вид

$$l_t = \alpha_t \sin \varphi - \beta_t \cos \varphi \quad (6)$$

Для определения значения начального положения КО и скорости его движения вдоль линии движения перебираем все возможные значения скорости $\dot{l} = \{\dot{l}_1, \dots, \dot{l}_{Ni}\}$. Согласно (4) определяют возможное значение $l_0(\varphi, \rho(\varphi), \dot{l})$:

$$l_0(\varphi, \rho(\varphi), \dot{l}) = l_t(\varphi) - \dot{l}(t - t_0). \quad (7)$$

На рис ба представлены результаты моделирования определения начального положения и скорости движения КО. На рис бб представлены результаты обработки участка звездного неба представленного на рис. 4.

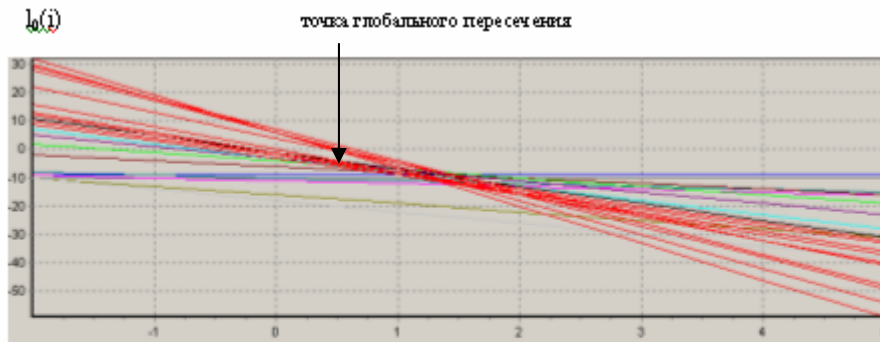


Рис. бб. Зависимость начального положения КО от скорости перемещения (по результатам измерений).

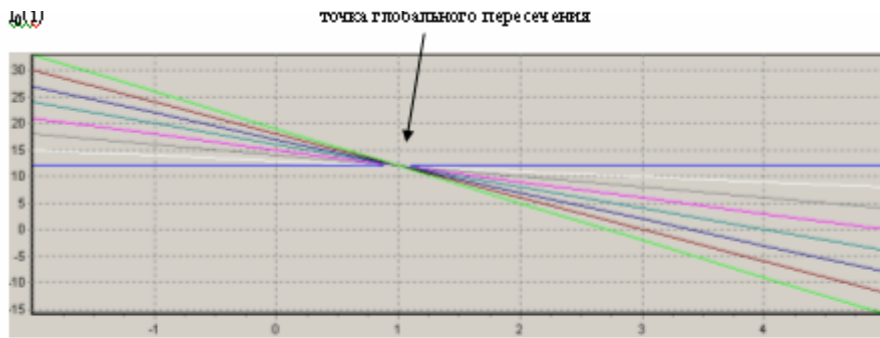


Рис. ба Зависимость начального положения КО от скорости перемещения (модель)

Как видно из рис ба, бб результаты обработки являются близкими результатам моделирования, имея больший радиус пересечения прямых, т.е. имея ошибку определения начального положения и скорости.

Далее, применив по аналогии метод нахождения координат точки глобального пересечения, производим дискретизацию пространства начального положения и скорости. После чего определяем дискрет с максимальным накоплением, параметры которого определяют значения скорости и начального положения (l_0, \dot{l}). Пример поиска максимального дискрета представлен на рис. 7.

Таким образом проведя все вышеперечисленные действия, мы получаем полный набор параметров движения КО через зону обзора наблюдательного средства – $[\varphi, \rho(\varphi), \dot{l}, l_0(\varphi, \rho(\varphi), \dot{l})]$.

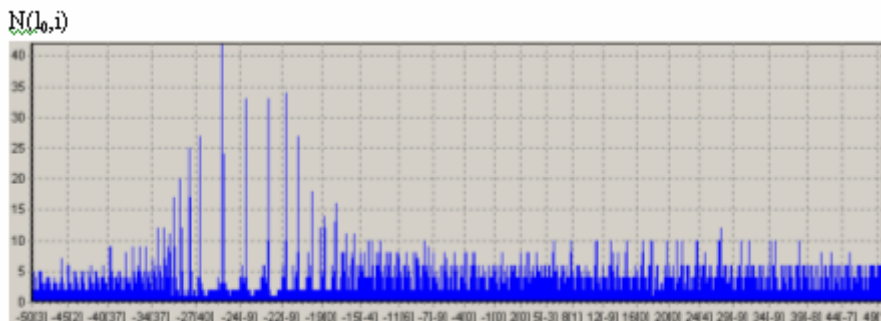


Рис. 7. Зависимость накопления в дискретах плоскости начального положения и скорости (по результатам измерений)

Выводы. Применение технологии накопления статистик объектов вдоль траекторий с неизвестными параметрами на квантово-оптической системе КОС «Сажень-С» (АЗТ-28) позволяет обнаруживать и давать оценку параметров траекторий движения космических объектов, имеющих низкие яркостные параметры. Так, предельная звездная величина КО, при которой средство АЗТ-28 может производить измерения орбитальных параметров с допустимыми ошибками, составляет 12^m - $12,5^m$, а предельная видимая звездная величина системой составляет $13,5^m$ - 14^m , таким образом существует незадействованным диапазон измерений орбитальных параметров КО, яркость которых лежит в пределах от $12,5^m$ до 14^m .

Литература

1. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – К.: Издательство КвіЦ, 2000. – 428 с.
2. Саваневич В.Є., Пугач А.В. Оптимізація параметрів двоетапної багатоканальної системи виявлення малорозмірних космічних об'єктів // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. – Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2004. – Вип. 6. – С. 170 – 182.
3. Деденок В.П., Саваневич В.Є. Ієрархічний метод виявлення малорозмірного рухомого об'єкта // Системи озброєння та військова техніка. – 2005. – № 1. – С. 40 – 45.
4. Донченко В.С., Кириченко Н.Ф. Быстрое преобразование Хока и псевдообращение // Проблемы управления и информатики. – 2002. – № 2. – С. 115 – 125.

ОЦЕНКА КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА НА ДИСКРЕТНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ПРИ СРЕДНЕМ ВРЕМЕНИ ЭКСПОЗИЦИИ КАДРА

Саваневич¹ В.Е., Брюховецкий² А.Б.

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники

²Национальный центр управления и испытаний космических средств

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ТКС, тел. (057) 702-13-20,

E-mail: domsv1@rambler.ru; факс (057) 702-13-20

Equalization of maximal likelihood verisimilitude for estimation of position of single locomotive object from data of opticelectronic mean of supervision, taking into account presence of effect of moving of object in times of display of shot and fact of sampling of image of object is got.

Введение. При оценке положения одиночного движущегося объекта по данным оптикоэлектронного средства (ОЭС) наблюдения с ПЗС–матрицей [1, 2, 3] часто пренебрегают как эффектом перемещения объекта за время экспозиции кадра так и фактом дискретизации изображения объекта. В статье угловая скорость движения космического объекта считается таковой, что при среднем времени экспозиции кадра изображение объекта на выходе ПЗС–матрицы уже не является размытой точкой, а представляет собой протяженный объект.

Постановка задачи. Предполагается, что объект находится в контролируемой области пространства, а его изображение действительно присутствует в кадре. Объект в картинной плоскости ОЭС движется равномерно по каждой координате:

$$\begin{aligned}\alpha_\tau &= \alpha_0 + V_\alpha \tau; \\ \beta_\tau &= \beta_0 + V_\beta \tau,\end{aligned}\tag{1}$$

где τ – время; α_τ, β_τ – координаты объекта на момент времени τ ; α_0, β_0 – координаты объекта на начальный момент времени $\tau = 0$; V_α, V_β – скорость объекта по координатам α и β соответственно.

Координаты падения сигнальных фотонов объекта на ПЗС–матрицу имеют круговое нормальное распределение с изменяющимися во времени математическими ожиданиями (1) и СКО.

Объект одиночный: его изображение в кадре не пересекается с изображением какого-либо другого объекта.

Изображение объекта является протяженным: за время экспозиции объект проходит расстояние, которым нельзя пренебречь.

При этом наблюдению, регистрации доступны напряжения на выходе $N_{\text{ПЗС}}$ дискрет ПЗС–матрицы, которые легко можно привести к опытным относительным частотам попадания фотонов в ik -й дискрет ПЗС–матрицы в t -м кадре v_{ikt}^* . Теоретическим аналогом опытных относительных частот являются вероятности попадания фотонов в ik -й дискрет ПЗС–матрицы с границами α_{ni}, α_{ki} по координате α и β_{nk}, β_{kk} – по координате β на t -м кадре за время экспозиции t -го кадра:

$$v_{ikt}(\Theta) = \frac{1}{\Delta} \int_{\alpha_{ni}}^{\alpha_{ki}} \int_{\beta_{nk}}^{\beta_{kk}} \int_{\tau_t - \Delta/2}^{\tau_t + \Delta/2} f(\alpha, \beta, \tau) d\alpha d\beta d\tau,\tag{2}$$

где Δ – время экспозиции кадра; τ_t – время привязки t -го кадра.

Напряжения на выходе дискрет ПЗС–матрицы независимы.

Итак, необходимо на основе совокупности значений v_{ikt}^* и принятых моделей движения объектов и их изображения на ПЗС–матрице ОЭС синтезировать процедуру максимально правдоподобной оценки местоположения объекта на t -м кадре. Совокупность

оцениваемых параметров Θ включает в себя прежде всего параметры местоположения объекта α_t, β_t на момент привязки кадра τ_t . Также, в множество оцениваемых параметров могут быть внесены скорости объекта V_α, V_β .

Разработка решающего правила оценки местоположения объекта на дискретном изображении. Общий вид уравнений, входящих в систему уравнений максимального правдоподобия известен:

$$\sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} \frac{v_{ikt}^*}{v_{ikt}(\Theta)} \frac{\partial v_{ikt}(\Theta)}{\partial \theta_m} = 0 \quad (3)$$

где θ_m – m -й оцениваемый параметр.

При использовании процедур численного интегрирования выражения для вероятностей и производных, входящих в систему уравнений максимального правдоподобия (3), примут вид:

$$\begin{aligned} v_{ikt} &= \frac{1}{\Delta} \int_{\tau_t - \Delta/2}^{\tau_t + \Delta/2} F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau); \sigma_\alpha^2) d\tau = \\ &= \frac{1}{\Delta} \frac{\Delta}{N} \sum_{n=0}^N \psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau_n); \sigma_\alpha^2) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\frac{dv_{ikt}}{d\alpha_t} = \frac{1}{\Delta \sigma_\alpha^2} \frac{\Delta}{N} \sum_{n=0}^N \psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau_n); \sigma_\alpha^2) (m_{\alpha_i}^{лок} - \alpha_t - V_\alpha(\tau_t - \tau_n)) \quad (5)$$

$$\frac{dv_{ikt}}{d\beta_t} = \frac{1}{N \sigma_\beta^2} \sum_{n=0}^N \psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau_n); \sigma_\alpha^2) (m_{\beta_i}^{лок} - \beta_t - V_\beta(\tau_t - \tau_n)) \quad (6)$$

$$\frac{dv_{ikt}}{dV_\alpha} = \frac{1}{N \sigma_\alpha^2} \sum_{n=0}^N \psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau); \sigma_\alpha^2) (\tau_t - \tau_n) (m_{\alpha_i}^{лок} - \alpha_t - V_\alpha(\tau_t - \tau_n)) \quad (7)$$

$$\frac{dv_{ikt}}{dV_\beta} = \frac{1}{N \sigma_\beta^2} \sum_{n=0}^N \psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau); \sigma_\alpha^2) (\tau_t - \tau_n) (m_{\beta_i}^{лок} - \beta_t - V_\beta(\tau_t - \tau_n)) \quad (8)$$

где

$$m_{\alpha_i}^{лок} = \frac{1}{F_{\alpha i}(m_{\alpha_i}; \sigma_\alpha^2)} \int_{\alpha_{hi}}^{\alpha_{ki}} \alpha N_\alpha(m_\alpha; \sigma_\alpha^2) d\alpha = m_{\alpha_i} + \frac{\sigma_\alpha^2}{F_{\alpha i}(m_{\alpha_i}; \sigma_\alpha^2)} (N_{\alpha_{ki}}(m_{\alpha_i}; \sigma_\alpha^2) - N_{\alpha_{hi}}(m_{\alpha_i}; \sigma_\alpha^2)) -$$

локальное математическое ожидание случайной величины α на интервале $[\alpha_{hi}, \alpha_{ki}]$; $\tau_n = \tau_t + \Delta(n/N - 0.5)$ – начало интервала численного интегрирования по времени; N – количество интервалов численного интегрирования по времени; ψ_n – коэффициент численного интегрирования.

С учетом (4), (5), (6), уравнения максимального правдоподобия для оценки координат положения объекта можно записать:

$$\alpha_t = \sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} v_{ikt}^* \sum_{n=0}^N g_{ik} (m_{\alpha_i}^{лок} - V_\alpha(\tau_t - \tau_n)), \quad (9)$$

$$\beta_t = \sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} v_{ikt}^* \sum_{n=0}^N g_{ik} (m_{\beta_i}^{лок} - V_\beta(\tau_t - \tau_n)), \quad (10)$$

где

$$g_{ik} = \frac{\psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau_n); \sigma_\alpha^2)}{\sum_{n=0}^N \psi_n F_{\beta k}(\beta_t + V_\beta(\tau_t - \tau_n); \sigma_\beta^2) F_{\alpha i}(\alpha_t + V_\alpha(\tau_t - \tau_n); \sigma_\alpha^2)}. \quad (11)$$

В свою очередь, с учетом (4), (7), (8), уравнения максимального правдоподобия для внутрикадровой оценки линейных скоростей объекта можно записать в виде:

$$V_{\alpha} = \frac{\sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} v_{ikt}^* \sum_{n=0}^N g_{ik} (m_{\alpha_i}^{лок} - \alpha_t)(\tau_t - \tau_n)}{\sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} v_{ikt}^* \sum_{n=0}^N g_{ik} (\tau_t - \tau_n)^2}, \quad (12)$$

$$V_{\beta} = \frac{\sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} v_{ikt}^* \sum_{n=0}^N g_{ik} (m_{\beta_i}^{лок} - \beta_t)(\tau_t - \tau_n)}{\sum_{i,k}^{N_{ПЗС}} v_{ikt}^* \sum_{n=0}^N g_{ik} (\tau_t - \tau_n)^2}. \quad (13)$$

Выводы. Научная новизна предложенных результатов заключается в определении системы уравнений максимального правдоподобия оценки параметров местоположения одиночного объекта по данным оптико-электронного средства наблюдения с ПЗС-матрицей при среднем времени экспозиции кадра и линейной модели движения объекта в картинной плоскости оптического прибора ОЭС с известной дисперсией координат падения фотонов, состоящей из уравнений (9), (10), (12), (13). Практическая значимость полученных результатов определяется возможностью более точного определения координат космических объектов за счет учета факта протяженности их дискретных изображений путем решения системы уравнений методом последовательных приближений. Дальнейшие исследования предполагается сконцентрировать на экспериментальных исследованиях свойств получаемых оценок.

Литература

1. Саваневич В.Е. Определение координат статистически зависимых объектов на дискретном изображении // Радиоэлектроника и информатика. – 1999. – № 1. – С. 4 – 8.
2. Ковальчук А.Н., Пинигин Г.И., Шульга А.В. Скоростной автоматический комплекс для регистрации небесных объектов естественного и искусственного происхождения в околоземном космическом пространстве // Околоземная астрономия и проблемы изучения малых тел Солнечной системы. – М.: ИНАСАН, 2000. – С. 361 – 371.
3. Козырев Е.С., Сибирякова Е.С., Шульга А.В. Регулярные наблюдения геостационарных спутников комбинированным ПЗС – методом // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 5. – С. 39 – 45.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ИСТОЧНИКОВ ГРАЖДАНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ТРОПОСФЕРЫ И ОСВЕЩЕНИЯ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ

И.В. Луценко

Институт радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова НАН Украины,
61085, Харьков, ул.Академика Проскуры, тел.: (8093) 123-18-85;

E-mail: irene-lutsenko@ukr.net

In this project the basic opportunity of using the radiation of TV-stations and navigation satellites GPS for the troposphere diagnostic, and the radiation of broadcasting stations SW band for illumination of the air situation, has been shown

Введение. Эффективность работы радиотехнических систем различного назначения зависит от условий распространения радиоволн, определяемых состоянием атмосферной рефракции. Основой для определения параметров приземного слоя тропосферы может быть метод радио просвечивания [1]. Предпосылкой метода является связь между искажениями параметров сигнала при движении источника и мерой атмосферной рефракции. При работе над морем, из-за сильных отражений от поверхности раздела, используется интерференционный вариант метода, при котором принятый от ИСЗ сигнал приобретает лепестковый характер в виде чередующихся максимумов и минимумов.

Сложнее обстоят дела при диагностике тропосферной рефракции над поверхностью суши, которая отличается от морской поверхности существенно большей неоднородностью, из-за изменчивости ее электрофизических характеристик и наличия растительности, а также обладает существенной шероховатостью. На море наличие провалов в интерференционной структуре поля определяется взаимодействием прямого сигнала, зеркально отраженного от поверхности моря и приподнятых инверсионных слоев. Над сушей поле в точке приема формируется, кроме того, еще случайными, диффузными отражениями от ее неровностей. При движении спутника по орбите может происходить смена диффузных рассеивателей, что усложняет получаемую интерференционную картину поля и делает невозможным по ней восстановление профиля коэффициента преломления.

Метод радиопросвечивания атмосферы с использованием излучения ИСЗ обеспечивает измерение параметров тропосферы с периодом обсервации спутников. Использование сигналов, излучаемых телевизионными центрами, позволяет осуществить непрерывный контроль состояния тропосферы, являясь хорошим дополнением к спутниковым методам диагностики.

В настоящей работе приводятся примеры использования излучений телевизионных центров [2], искусственных спутников Земли [3], для диагностики приземного слоя тропосферы и сигналов вещательных станций для освещения воздушной обстановки [4].

1. Использование сигналов телевизионных центров и ИСЗ для оценки состояния тропосферы. Существует большое количество теоретических и экспериментальных работ по исследованию множителя ослабления ЭМ поля на загоризонтных трассах и влияния на него состояния тропосферы. Однако для оценки рефракционных показателей тропосферы основной интерес представляет решение обратной задачи: определение эффективных градиентов коэффициента преломления по множителю ослабления ЭМ поля. Часто для определения напряженности поля a , следовательно, и множителя ослабления в области тени, с учетом параметров подстилающей поверхности, используют метод Введенского. Установлено, что в диапазоне УКВ при не слишком малых высотах расположения антенн экспоненциальный характер зависимости множителя ослабления V характерен не только для зоны тени, но и для зоны до радиогоризонта $R_{пр}$. Удовлетворительную оценку V в этих областях дает соотношение [5]:

$$V[\text{дБ}] = V_0[\text{дБ}] - 17,1\sqrt{Y_1} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{m}}\right)(\xi - 1), \quad (1)$$

где $\xi = \frac{R}{R_{\text{пр}}}$, а V_0 [дБ] – множитель ослабления ЭМ поля на дальности прямой видимости

$R_{\text{пр}}$; а $x_{\text{пр}} = \frac{R_{\text{пр}}}{R_0} = \frac{\sqrt{2a_3}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})}{R_0} = \sqrt{Y_1} + \sqrt{Y_2}$. Следует отметить, что погрешность вычисления множителя ослабления ≤ 2 дБ достигается при $x_{\text{пр}} > 0,5$.

В период с 02.2001г. по настоящее время проведены измерения множителя ослабления сигнала УКВ на загоризонтных трассах. Использовались сигналы телевизионных центров, находящихся в зонах полутени и тени. Одновременно с измерениями уровней сигналов один раз в сутки (1:00 по местному времени) осуществлялся запуск шаровзондов. По измеренным температуре, влажности и давлению оценивался профиль градиента коэффициента преломления в диапазоне высот от 0 до 5000 м. На рис. 1 а, б приведено сезонное изменение коэффициента преломления и градиента коэффициента преломления, усредненные по 10 дням. Видно удовлетворительное соответствие прогнозируемых по дисперсии флуктуаций множителя ослабления среднему градиенту коэффициента преломления.

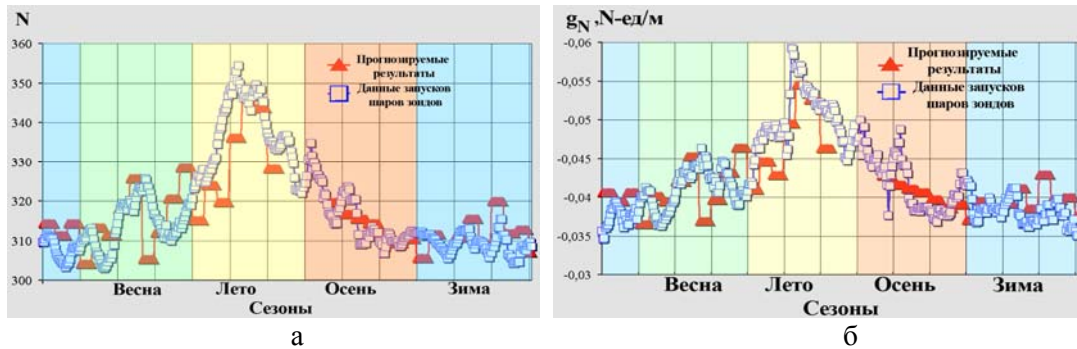


Рис. 1. Сезонные зависимости среднего и среднеквадратического значений множителя ослабления, коэффициента преломления и его градиента: а, б – □ – данные метеорологического зондирования; ▲ – результаты прогнозирования

Результаты суточных измерений уровней сигналов и множителей ослабления позволили все многообразие их поведения в течение суток условно разделить на три группы. В осенне-зимний периоды и ранней весной уровень сигнала, в большинстве случаев, практически не изменялся в течение суток. При этом, в пограничном слое тропосферы рефракция близка к стандартной. Ко второй группе относятся сигналы, наблюдаемые весной, летом и в начале осени, суточное изменение характеристик которых, связано с появлением повышенной рефракции в приземном слое, начиная с момента захода Солнца и до его восхода, обусловленные остыванием и прогреванием земной поверхности. К третьей группе относятся ситуации, когда в вечерние часы множитель ослабления носил осциллирующий характер. При этом, в ночное время, как правило, наблюдались слои с повышенной рефракцией, близкой к критической (-0,15 Нед./м). Динамика наблюдения различных рефракционных ситуаций в различные сезоны показана на рис. 2.

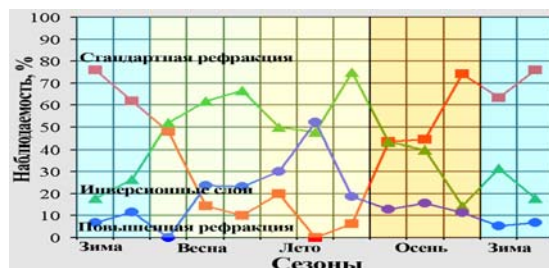


Рис. 2. Динамика изменения рефракционных свойств тропосферного канала распространения по сезону: ■ – нормальная, ● – повышенная, ▲ – инверсионные слои

Следует отметить, что примерно в 50% и более случаев с сентября по март включительно наблюдаются ситуации, когда уровень сигнала в течение суток изменялся незначительно, т.е. которые классифицировались, как нормальная рефракция. С апреля по август повышенная рефракция и слои наблюдались более чем в 80% случаев, причем наиболее часто приподнятые инверсионные слои фиксировались в летние месяцы (июнь, июль - от 30 до 50% случаев).

2. Использование радио заходов навигационных спутников системы GPS для оценки тропосферной рефракции над сушей. Весьма привлекательным является использование метода радио просвечивания тропосферы излучением ИСЗ. Однако при его использовании над сушей появляются проблемы, связанные с шероховатостью подстилающей поверхности. Поэтому использование классического интерферометрического метода затруднительно. Можно использовать его упрощенный вариант и оценку рефракционных свойств тропосферы проводить по первому интерференционному лепестку – моменту появления (исчезновения) сигнала ИСЗ – его радио восходу или радио заходу. Рефракционные свойства атмосферы можно учесть в рамках модели эквивалентного радиуса Земли. Используя подход, впервые предложенный А.Г.Аренбергом для учета влияния рефракции, несложно показать, что угол захода спутника за радио горизонт определяется соотношением:

$$\beta \approx \sqrt{\frac{2h_0}{a_0(1 + g_N a_0)}} = \beta_0(1 + g_N a_0)^{-0,5} \quad (2)$$

где h_0 – высота приемника относительно поверхности Земли $a_0 \approx 6,37 \cdot 10^6 \text{ м}$ – радиус Земли, а g_N – градиент коэффициента преломления.

Из соотношения видно, что возрастание градиента коэффициента преломления приводит к увеличению отрицательного относительно горизонта угла, под которым спутник попадает в пределы прямой видимости приемника.

В экспериментах использовалась стандартная приемная аппаратура системы GPS. Регистрировались радио заходы спутников, поскольку проще было реализовать автосопровождение его траектории при удалении от приемника.

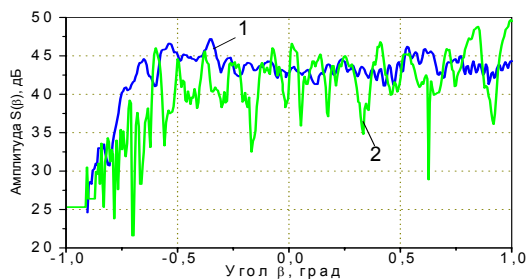


Рис. 3. Радиозаходы спутников

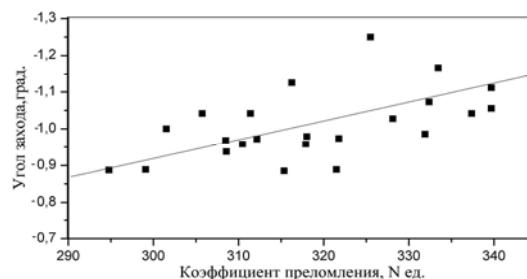


Рис. 4. Влияние коэффициента преломления на угол радиозахода

На рис. 3 приведены две реализации, характеризующие поведение сигнала $S(\beta)$ от угла визирования спутника β относительно горизонта при двух заходах ИСЗ, в различных условиях. Кривая 1 на рис. 3 характеризует ситуацию, когда в осенне-зимний период практически отсутствовали сильные флуктуации в принимаемом сигнале (реализация «нормального» типа). Диапазон флуктуаций не превышал 5дБ. Такие ситуации характерны при наличии большого количества диффузно рассеивающих точек. На второй реализации – кривая 2, рис. 3 наблюдаются глубокие квазипериодические замирания. Они могут быть вызваны интерференцией сигналов отраженных от подстилающей поверхности и инверсионных приподнятых слоев. На рис. 4 показаны зависимости углов захода ИСЗ от значения коэффициента преломления у Земли N_0 . При возрастании коэффициента преломления (его градиента) в приповерхностном слое происходит увеличение угла ра-

дио захода спутника. Коэффициент корреляции этих параметров более 0,65. В большинстве случаев при этом наблюдается и снижение декремента затухания интенсивности сигнала.

3. Обнаружение воздушных объектов с использованием в качестве подсветки ионосферных сигналов связных станций. Впервые идея использования сигнала вещательных станций для обнаружения воздушных объектов была высказана И.С.Тургеневым. Нами были проведены эксперименты для оценки возможности обнаружения воздушных объектов с использованием в качестве сигнала подсвета излучения связных станций КВ диапазона. В качестве объектов пеленгования использовались турбореактивные самолеты типа АН-74-ТК200 и турбовентиляторные самолеты типа АН-140. На рис.5 приведены спектры сигналов несущей (станция Свобода г.Мюнхен) и смещенной на доплеровскую частоту линии корпуса самолета.

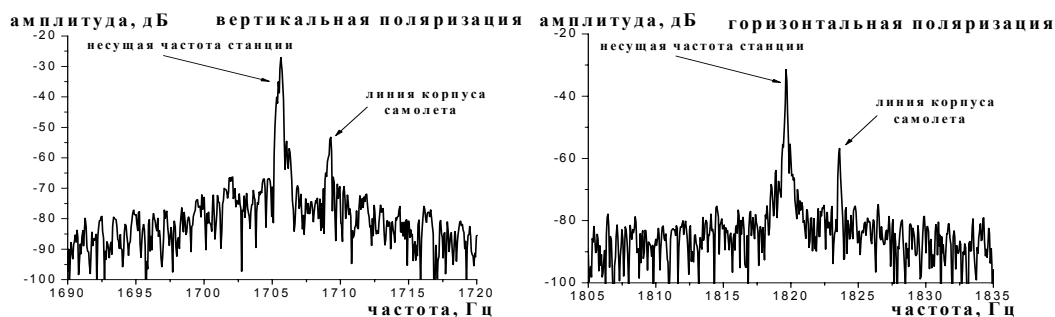


Рис. 5. Спектры сигналов

Отраженные от самолета сигналы на горизонтальной и вертикальной поляризациях имеют примерно одинаковую величину. Соотношение сигнал шум превышало 30 дБ при отстройке на 10Гц и 20 дБ на 3Гц относительно несущей при дальностях наблюдения самолета 15-20км. Формирование провала, глубиной около 40 дБ в направлении станции подсветки при незначительном ослаблении сигнала объекта позволит реализовать его обнаружение на дальностях более 100км.

Выводы. В работе показана возможность использования излучений телевизионных центров, связных станций, навигационных ИСЗ, для решения как фундаментальных - диагностики состояния тропосферы, так и прикладных задач - освещения воздушной обстановки.

Литература

1. B.Lusignan Sensing the Earth's atmosphere with occultation satellites / B.Lusignan, G.Modrell, A.Morrison, J.Pomalaza, S.G.Ungar // *Proceed. IEEE.*- April 1969.- V.57, №4.- P. 438-467.
2. V.I.Lutsenko The Troposphere Refraction Estimation by Attenuation Factor of Radiowave beyond-the-Horizon Propagation / V.I.Lutsenko, Ye.N.Belov, I.V.Lutsenko, and S.I.Khomenko // *Telecommunications and radio engineering.* - 2003.- V.60, №10,11,&12.- P. 1-14.
3. В.И.Луценко Диагностика тропосферной рефракции по сигналам УКВ на загоризонтных трассах и излучению ИСЗ / В.И.Луценко, И.В.Луценко, В.Б.Синицкий // 18th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2008).-10-14 September 2008, Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2008: CriMiCo'2008 (в печати).
4. И.В. Попов Освещение воздушной обстановки с использованием излучения вещательных станций КВ диапазона / И.В. Попов, И.В. Луценко, В.И. Луценко // "Современные проблемы радиоэлектроники" Сборник научных трудов. Под редакцией Громыко А. И., Сарафанова А. В.- М.: Радио и связь.- 2006.-С25-28
5. А.И.Калинин К расчету напряженности поля в зонах тени и полутени при распространении ультракоротких волн вдоль гладкой сферической поверхности Земли/ А.И.Калинин // *Радиотехника.*- 1956.- Т. 11, №6.- С. 43– 49.

ИССЛЕДОВАНИЯ ОТРАЖЕНИЙ ОТ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПРИВОДНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ

Миронов В.А., Хоменко С.И.

Институт Радиофизики и Электроники имени А.Я. Усикова
Национальной Академии Наук Украины, 31 отдел «Физических основ радиолокации»
ул. Академика Проскуры, д.12, г. Харьков.

Тел.: 8(066)244-52-19; e-mail: vla220671@yandex.ru

In the lecture the results of experimental researches are given on registration of reflections of radio-locations signals from «clean sky», determination of their descriptions conformities to the law of appearance.

Отражения от визуально ненаблюдаемых объектов получили название «ангел-эхо» (АЭ). Общепринятая классификация этих отражений включает радиолокационные отражения от «ясного неба», обусловленные рассеянием радиоволн от турбулентных и слоистых неоднородностей атмосферы, температурных неоднородностей (термиков) и паров в приводном слое атмосферы. Кроме того, за «ангел-эхо» часто принимают отражения от физических объектов (птицы, скопления насекомых и др.). В табл. 1, составленной по данным ряда публикаций [1,2,3,5] приведены имеющиеся обобщённые данные распределения «ангел-эхо» по координатам, а также информация о скорости их движения и значении эффективной поверхности рассеяния (ЭПР).

Таблица 1

Название «ангел-эхо»	Распределение по высоте		Скорость м/с	Распределение по дальности		Распределение по ЭПР		Время существования		Распределение по углу места	
	АЭ %	высота км		АЭ %	дальность км	АЭ %	ЭПР м ²	АЭ с	исчезновение АЭ с	АЭ %	угол места градус
Отражения от ясного неба	8	0÷0.2	10÷40	80	2÷8	80	10 ⁻⁴ ÷10 ⁻¹	5÷60	5÷15		расчитывается
	90	0.2÷0.3	1÷15	10	0.5÷2	10	5×10 ⁻⁵ ÷5×10 ⁻⁴				
	2	3000÷6000	1÷15	10	2÷10	2	10 ⁻⁵ ÷5×10 ⁻⁵				
						2	10 ⁻⁶ ÷10 ⁻⁵				
					6	10 ⁻⁵ ÷4×10 ⁻⁵					
Термики	-	0÷2	0.4÷1	-	0.5÷10	10	10 ⁻⁵ ÷5×10 ⁻⁴	5÷60	5÷15		расчитывается
						10	5×10 ⁻⁴ ÷10 ⁻³				
						80	10 ⁻⁹ ÷10 ⁻⁵				
АЭ приводного слоя	-	расчитывается	0÷25	-	0.5÷10	аналогичны ЭПР ясного неба		5÷60	5÷15	80	0÷6
						20	6÷10				

Из табл. 1 следует, что сигналы «ангел-эхо» имеют широкий диапазон распределения по дальности от 500 до 10000 м, высоте от 0 до 6000 м и скорости от 0 до 40 м/с. Их эффективная поверхность рассеяния распределена в диапазоне от см² до 0.1 м², что сравнимо с эффективной поверхностью рассеяния реальных целей. Время жизни «ангел-эхо» составляет от нескольких десятков секунд до нескольких минут. Движение «ангел-эхо»

может быть хаотическим, одинаково направленным, совпадающим с направлением ветра, а также разнонаправленным с противоположными или пересекающимися направлениями движения в различных эшелонах по высоте.

В связи с этим, для решения проблемы выделения «ангел-эхо» от полезного сигнала недостаточно использования традиционных методов селекции, реальный путь решения проблемы борьбы с «ангел-эхо» - это селекция сигналов по совокупности возможных отличительных признаков, таких как:

- ширина спектра;
- доплеровский сдвиг частоты;
- время существования;
- траектория движения;
- эффективная поверхность рассеяния и др.

Экспериментальные исследования проводились с помощью когерентной РЛС, расположенной на берегу Чёрного моря. Подсчёт числа источников отражений производился по экрану индикатора в секторе 45° по азимуту и 30 км по дальности. Характер движения определялся методом фотографирования экрана индикатора с временем экспозиции $7 \div 10$ мин. Основные исследования проводились в диапазоне $\lambda=10.6$ см, частично в диапазоне $\lambda=3.2$ см. Регулярные наблюдения и измерения показали, что источники дискретных помех над морской поверхностью существуют практически в течении всего года при разных метеорологических условиях и состоянии морского волнения. Количество сеансов наблюдения, в которых зафиксированы источники дискретных помех в течении года, показаны в табл. 2.

Таблица 2

Параметры	Месяцы									
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Общее число сеансов наблюдения	59	46	63	56	32	51	43	41	36	17
Число сеансов, в которых наблюдались дискретные помехи	34	33	57	40	27	48	41	37	16	3

Таблица 3

Дата	Ослабление аттенюатора дБ	Угол места антенны ϵ , (град)					Условия наблюдения
		0.75	1.25	3.25	5.25	7.25	
24.09	0	229	192	199	63	46	штиль, скорость ветра $1.5 \div 2.5$ м/с
	3	117	100	109	51	23	
	6	81	49	66	32	13	
	9	58	18	18	7	2	
	12	42	11	17	3	-	
	15	25	3	3	1	-	
	18	18	-	-	-	-	
	21	12	-	-	-	-	
25.09	0	68	53	65	66	42	высота волны 0.2 м Скорость ветра $1.5 \div 4$ м/с
	3	34	27	47	35	18	
	6	18	16	19	16	15	
	9	9	6	10	9	8	
	12	4	2	10	4	7	
	15	6	-	-	-	-	

Как следует из табл. 2, источники дискретных помех существуют на протяжении всего года, только различна частота их появления по месяцам. Характер распределения числа дискретных помех в зависимости от угла места луча антенны и ослабления аттенюатора на входе приёмника показан в таблице 3. Источники дискретных помех имеют различную эффективную поверхность рассеяния, а их число имеет тенденцию убывания с увеличением угла места. В условиях проведённых экспериментов наибольшее число источников дискретных помех находилось на расстоянии 10÷15 км от береговой черты в утренние и вечерние часы. Днём это расстояние увеличивалось до 20÷25 км. В основном характер движения источников помех одинаков, но направление движения может быть самым различным. В условиях проведённых экспериментов скорость движения источников дискретных помех составляла 6÷28 м/с, достигая величины 35 м/с. Наибольшая продолжительность их существования наблюдается в тёплые безветренные дни и достигает 4÷5 мин. При ветреной погоде время существования может сокращаться до десятков секунд.

Спектральные характеристики сигналов, отражённых от источников дискретных помех, отличаются большой изменчивостью и нестабильностью. Текущий спектр отражённых сигналов имеет самую разнообразную форму от узкой дискретной линии, изменяющейся по частоте во времени, до широкого почти прямоугольного спектра, характерного для частотно-модулированного сигнала. Он может состоять из нескольких узкополосных линий, которые в течении времени то сливаются в одну, то расширяются на две или несколько спектральных полос. Статистические характеристики спектров для различных значений интервалов стационарности T_c : среднее значение доплеровской частоты \overline{F}_d , доверительные интервалы $\overline{F}_d \pm \delta\overline{F}_d$ при доверительной вероятности $p = 0.9$, среднее квадратическое отклонение (СКО) частоты σF_d , доверительные интервалы дисперсии $\sigma F_d \pm \delta\sigma F_d$ при $p = 0.9$ приведены в таблице 4, для диапазона $\lambda=10.6$ см.

Таблица 4

T_c , с	\overline{F}_d , Гц	$\overline{F}_d \pm \delta\overline{F}_d$, Гц	σF_d , Гц	$\sigma F_d \pm \delta\sigma F_d$, Гц	Условия наблюдения
36	301	276÷326	64	42.3÷85.7	ветер переменный до 10÷12 м/с.
30	353	335÷371	35.9	24.6÷47.2	
30	278	235÷322	36.4	26.4÷46.4	
54	196	172.9÷219.3	63.6	49.6÷77.6	
30	166	156.8÷176.8	19.9	15.7÷24.1	
24	42	0÷86	77.4	52.8÷102	
48	318	268÷369	126.3	74.6÷178	
36	325	208÷343	36.5	27.4÷54.6	
24	276	249÷303	47.95	35.7÷60.2	
24	168	137.2÷200.7	54.65	43.4÷65.9	
66	193	183.3÷203.6	29.05	21.7÷36.4	
24	142	161÷123	36.45	24.7÷48.2	
48	71	30÷112	38.1	22.4÷53.8	

Интервал стационарности определялся по критерию Тьюки в одной и той же реализации (т.е. реализация отражённого сигнала состояла из набора нескольких стационарных участков с разными статистическими параметрами) [4]. Для исследования типов источников дискретных помех средняя частота \overline{F}_d , соответствующая максимальной спектральной плотности, изменяется в пределах от 23 до 353 Гц. Время корреляции на уровне 0.1 составляет 1.5÷17 с. Интервалы стационарности, на которые разбивалась реализация и

на которых находились $\overline{F_d}$ и время корреляции, составляют 24÷70 с. Ширина спектров сигналов, отражённых от дискретных источников помех, в диапазоне $\lambda=10.6$ см. составляет на уровнях: -3 дБ – 1.3÷65 Гц; -10 дБ – 1.3÷85 Гц; -15 дБ – 1.3÷117 Гц; -20 дБ – 2.5÷114 Гц. Изменение ширины спектра на уровнях до -10 дБ достигают величины 25÷85 Гц, в некоторых случаях 150 Гц. Флуктуации ширины спектра на уровне -15 дБ носят резко выраженный характер и могут достигать 400 Гц (половины частоты следования). Быстрому изменению доплеровской частоты соответствует значительное расширение спектра практически на всех уровнях. Но бывают реализации, в которых расширение спектра не происходит, и спектр не отличается от спектра надводных объектов. Результаты исследований текущих спектров в диапазоне $\lambda=3.2$ см ($\overline{F_d}, \Delta F_d$) приведены в табл. 6

Таблица 6

$\overline{F_d}$, Гц	$\Delta F_{-3дБ}$, Гц	$\Delta F_{-10дБ}$, Гц	$\Delta F_{-15дБ}$, Гц	$\Delta F_{-20дБ}$, Гц	$\Delta F_{-25дБ}$, Гц	Условия наблюдения
1550	38	113	275	500	-	ветер до 16 м/с
1462	25	63	212	212	-	
1588	125	175	250	350	450	
1788	25	300	375	500	625	
1575	25	200	250	400	550	
1325	37	50÷200	62÷240	500	750	
1550	125	188	212	375	425	
1562	25	550	575	700	875	
1325	25	125	188	275	450	
1062	75	100	125	200	-	
1175	125	150	200	288	338	
825	63	150	150	175	338	

Выводы:

- Отражения от «ангел-эхо» (источников дискретных помех) над морской поверхностью в акватории Чёрного моря в диапазоне волн $\lambda=10.6$ см и $\lambda=3.2$ см наблюдаются практически ежедневно круглый год. Количество отражений особенно велико на малых углах места.

- Время существования источников дискретных помех может достигать десятков минут, траектории перемещения носят хаотический или частично упорядоченный по направлению ветра характер, скорость перемещения может достигать величины порядка 25÷35 м/с.

- Доплеровский сдвиг спектра отражений от источников дискретных помех сигналов и ширина спектра флуктуаций носят случайный характер со средними значениями, зависящими от направления и скорости ветра в момент проведения эксперимента.

Литература.

1. Черников А.А. Радиолокационные отражения от ясного неба. Л., Гидрометеиздат, 1979, с 68-72, 97-113.
2. Степанов В.Д. Радиолокация в метеорологии. М., Гидрометеиздат, 1973, с. 120-134.
3. Морская радиолокация. Под ред. Винокурова В.И. Л., Судостроение, 1986, с 111-125
4. Закс Л. Статистическое оценивание. М., Статистика, 1976 с 45-67.
5. Stehwiem W. Haykin S. Parametric Analysis of Radar Clutter. Int. Elek. Electron Proc. Toronto, 1983, p. 136-139.

ПРИМЕНЕНИЕ ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ОБЪЕКТОВ И НЕОДНОРОДНОСТЕЙ

Сугак В.Г., Сугак А.В.

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова Национальной Академии Наук
Украины, отдел статистической радиофизики, тел.: (0572) 720-33-33

E-mail: sugak@ire.kharkov.ua; факс: (0572) 315-21-05

The new method for signal processing related to the Ground Penetrating Radar (GPR) operating on the base of Stepped Frequency Continuous Wave (SFCW) is being analyzed for small objects detection and extraction of additional information about their physical properties placed in subsurface space. The method is based on use of signal phase structure which is represented in form of isoclines corresponding to phase value of $n2\pi$. Curvatures of the isoclines in places of inhomogeneities dislocations is defined by change of objects physical properties. It is confirmed by the measurements which have been implemented with the use of experimental model of radar. Sounding results were compared on the same trace at presence of and absence under it of a small metallic object.

Развитие современных радиолокационных систем подповерхностного зондирования, предназначенных для обнаружения и классификации неоднородностей подповерхностной структуры грунта, требует поиска принципиально новых математических алгоритмов обработки сигналов для улучшения интерпретации результатов зондирования.

В данной работе рассматривается возможность использования фазовой структуры отраженных сигналов для обнаружения и оценки физических свойств локальных объектов, находящихся в подповерхностном пространстве. Эта возможность сравнительно легко реализуется при использовании зондирующего сигнала с пошаговым изменением его несущей частоты (ПИНЧ). Для этого требуется измерять квадратурные составляющие принимаемого сигнала на выходе фазового детектора приемника.

Показано, что фазовая структура сигналов содержит дополнительную информацию о физических свойствах объектов под поверхностью земли, которую невозможно получить, измеряя только амплитуду отраженных сигналов.

Методы обработки сигналов, учитывающие их фазовую структуру. После применения преобразования Фурье к квадратурным составляющим сигналов на выходе фазового детектора в георадаре с ПИНЧ, необходимое для перехода в частотную область представления сигналов, в которой частота пропорциональна значениям глубины, мы получаем выражение для комплексной спектральной плотности:

$$\dot{S}(\Omega) = |S(\Omega)| \exp(\varphi(\Omega)), \quad (1)$$

где $|\dot{S}(\Omega)|$ – модуль спектральной плотности; $\varphi(\Omega)$ – фазочастотный спектр отраженных сигналов.

В этом выражении фазочастотная составляющая спектра характеризует зависимость фазы спектральных компонент сигналов, отраженных от неоднородностей в подповерхностном пространстве, от частоты (которая в данном случае пропорциональна глубине).

Если рассмотреть фазовый коэффициент распространения радиоволн в среде с потерями и применить разложение в ряд Маклорена выражения, описывающее зависимость этого коэффициента от электрических характеристик среды, то можно получить зависимость дополнительного фазового сдвига спектральных компонент, характеризующих амплитуду отраженного сигнала в каждом элементе разрешения зондирующего сигнала, от глубины [1]:

$$\Delta\Phi = \frac{1}{4} \frac{\sigma^2 \sqrt{\mu}}{(f_0 + n\Delta f) \sqrt{\epsilon\epsilon}} d_n, \quad (2)$$

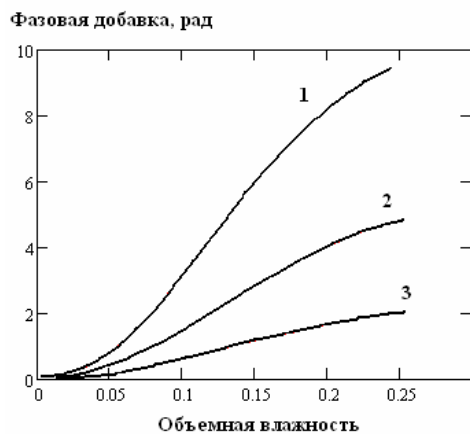
где d_n – дискретное значение глубины; σ – удельная проводимость среды; ϵ_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, ω – круговая частота, v – фазовая скорость распространения радиоволны, определяемая выражением, μ – магнитная проницаемость среды.

Видно, что фазовый коэффициент, являющийся множителем дискретного значения глубины, определяется электрическими характеристиками среды и задает скорость нарастания фазы с глубиной.

Таким образом, на каждой спектральной составляющей сигнала на выходе фазового детектора приемника георадара присутствует фазовая составляющая, которая линейно зависит от глубины (частоты). Скорость нарастания по частоте (глубине) этой составляющей определяется характеристиками среды.

Рассмотрим влияние зависимости электрических характеристик грунтов от литологического состава пород (процентное содержание глинистой и песчаной фракций в смеси) и влажности на фазовый коэффициент. Модель, описывающая указанные зависимости электрических характеристик пород грунта подробно изложена в работе [2], поэтому здесь она не приводится.

На рис. 1 показаны кривые, характеризующие зависимость постоянного фазового коэффициента, который входит множителем дискретного значения глубины, от объемной влажности. Каждая кривая соответствует определенному типу грунта, который характеризуется процентным содержанием песчаной и глинистой фракций.



1 – песок 30%, глина – 70%; 2 – песок 50%, глина – 50%; 3 – песок 70%, глина – 30%

Рис. 1. Зависимость фазового коэффициента от влажности

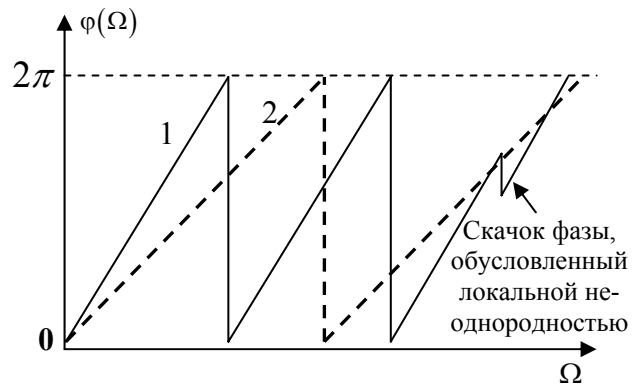


Рис. 2. Фазочастотный спектр сигнала, прошедшего либо однородную среду (кривая 1), либо среду, в которой находится неоднородность (кривая 2)

Видно, что величина фазового коэффициента существенно зависит от объемной влажности и литологического содержания пород грунта.

Если мы имеем однородную структуру грунта по глубине, то фазочастотный спектр будет характеризоваться линейным нарастанием фазы по глубине. Так как при вычислении фазочастотного спектра используются стандартные функции, то линейное нарастание фазы будет только в диапазоне например, от 0 до $+2\pi$ с последующим скачком в 0. Таким образом, в рассматриваемом случае мы получаем примерно следующий результат, показанный на рис. 2 в виде кривой 2.

Скорость нарастания фазового сдвига определяется электрическими характеристиками среды или скоростью распространения радиоволн в среде. Например, кривая 1 на рис. 2 соответствует среде, в которой влажность выше, а скорость распространения радиоволн меньше, чем для среды, которой соответствует кривая 2. При наличии локальной неоднородности в подповерхностном пространстве будет наблюдаться скачок фазы на

определенной глубине (частоте), который будет иметь вид, подобный представленному, например, на рис. 2. При этом достижение кривой максимального значения, равного $+2\pi$ уже будет на другой частоте (глубине). То есть будет наблюдаться смещение максимального значения фазы на некоторую величину, которая зависит от величины скачка фазы. При наличии неоднородности другого характера (речь идет о том, является она «оптически» более плотной или менее плотной по сравнению с окружающей средой) скачок фазы будет другого знака и, соответственно, смещение максимума произойдет в другую сторону. Таким образом, по расстоянию между максимальными значениями фазового сдвига и их смещению в фазочастотном спектре отраженных сигналов, можно судить о физических свойствах самой среды и локальных неоднородностях.

Описанная методика также будет давать положительные результаты в том случае, когда используется вся информация о фазовой структуре, получаемая по всему профилю движения георадара, так как в данном случае можно сравнивать результаты в соседних точках зондирования или на ограниченных участках профиля. При смене геоморфологической структуры грунта по профилю движения георадара или наличии локальных участков, отличающихся, например, повышенной или пониженной влажностью, будут наблюдаться изменения фазового сдвига в фазочастотном спектре отраженных сигналов.

Краткое описание георадара с ПИНЧ. Разработанная модель георадара позволяет работать в любой полосе частот в диапазоне от нескольких десятков килогерц до 300 МГц с использованием зондирующего сигнала с пошаговым изменением несущей частоты. Георадар позволяет принимать и запоминать амплитудно-фазовую структуру сигналов, отраженных от неоднородностей подповерхностной структуры пород. При приеме отраженных сигналов, последние после квадратурного фазового детектора преобразуются в цифровую форму и накапливаются в микропроцессорном блоке, который также осуществляет управление всеми узлами георадара, включая синтезаторы частот. Излучаемая мощность равняется примерно 2-3 Вт. Излучение и прием сигналов осуществляется на одну и ту же антенну.

Представление информации о фазовой структуре сигналов. Рассмотрим один из методов представления фазочастотных спектров. Обычно для представления результатов подповерхностного зондирования применяется двумерное изображение квадратов амплитуд спектральных компонент отраженных сигналов, полученных по всему профилю движения георадара. Подобное представление целесообразно применить и для представления фазочастотных спектров.

В данном случае при таком же способе представления изображения показываються в виде зачерненных участков, соответствующих максимумам фазовых сдвигов (значений $+2\pi$), располагающихся сравнительно периодически по глубине, причем при наличии локальных зон или слоев грунта, на которых имеются отличия в фазовой скорости распространения радиоволн, будут наблюдаться смещения положения этих максимумов по глубине.

Сказанное иллюстрирует рис. 4, на котором в соответствии с выше изложенным представлены три изображения фазовой структуры сигналов по одному и тому же профилю движения георадара, полученное на участке территории гидропарка (г. Харьков) (рис. 3). Наличие обрыва в месте проведения измерений позволило пробурить небольшое отверстие под трассой движения георадара и поместить в это отверстие металлического предмета. Задача состояла в обосновании возможности обнаружения и оценке электрофизических свойств сравнительно небольшого цилиндрического металлического объекта диаметром примерно 8 см и длиной порядка 40 см. Первое изображение соответствует исходному состоянию, в котором грунт не был нарушен. Второе – когда на глубине примерно 1,2 м примерно в центре трассы был помещен указанный объект. Третье изображение является результатом разницы первых двух.

Анализ стандартных изображений амплитуд отраженных сигналов показал, что по ним невозможно определить наличие объекта даже по разнице этих изображений. Из представленных рисунков видно, по фазовой структуре удастся точно определить нали-

чие объекта, а по направлению искривлений изолиний в его окрестности охарактеризовать его как проводящий объект.



Рис. 3. Место проведения измерений

Пробуренное отверстие

Изолиния сдвига фазы $n2\pi$

Изображение объекта

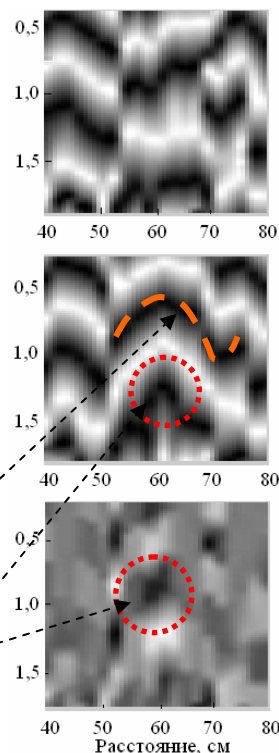


Рис. 4. Изображения фазовой структуры сигналов по трассе движения георадара

Таким образом, показано, что:

1. Фазовая структура радиолокационных сигналов, отраженных от неоднородностей подповерхностной структуры грунта позволяет получать дополнительную информацию об их физических свойствах, которую невозможно извлекать, используя только информацию об амплитуде этих сигналов.
2. Крутизна нарастания фазового сдвига от глубины очень сильно зависит от влажности и физических свойств пород грунта.
3. Изображения фазовой структуры сигналов по профилю движения георадара позволяют оценивать изменчивость физических свойств пород грунта (в частности, влажности).

Литература

1. Vladimir G. Sugak and Alexander V. Sugak. Phase Structure of Signals in Ground Penetrating Radar Applications // IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement (в печати).
2. Овчинкин О.А., Сугак В.Г. Влияние электрических свойств грунта на характеристики сигнала при подповерхностном зондировании // Радиофизика и электроника. Сб. научн. тр. ИРЭ НАН Украины.- Харьков.- 2001.- 6, - № 2-3.- С. 235 - 241.

МОДЕЛІ СТАТИСТИЧНО НЕОДНОРІДНИХ СЕРЕДОВИЩ

Боев А. Г.¹, Петрова А. Ю.², Черемська Н. В.³, Янцевич А. А.²

¹Радіоастрономічний інститут НАН України,

²Харківський національний університет ім. В. Н. Каразіна

61000, Харків, м. Свободи, 4, каф. віщої математики та інформатики, тел. (057) 707-51-90,

E-mail: Artem.A.Yantsevych@univer.kharkov.ua,

³Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

The analysis of decameter interferometer URAN-I data is considered in the report by means of models of nonstationary random processes. For visibility function the conception was obtained which characterizes experimental data more adequate and can be used for data processing in radioastronomical researches.

Вступ. В сучасній теорії розповсюдження електромагнітних та звукових хвиль в атмосфері в багатьох випадках доводиться брати до уваги турбулентність, яка визиває флуктуації показника заломлення повітря. В деяких випадках турбулентність атмосфери визиває флуктуації параметрів хвиль, які розповсюджуються через неї (амплітуди, напрямки розповсюдження, частоти, фази та інші). Ці ефекти є джерелами спотворень та помилок в системах зв'язку, локації, радіонавігації, системах управління. Особливо впливові флуктуації параметрів світлових хвиль, що набуває зараз особливого значення в зв'язку з розвитком оптичних квантових генераторів. В інших випадках турбулентність виступає як джерело неоднорідностей, які визивають розсіяння радіохвиль. Це явище відіграє важливу роль при далекому розповсюдженні ультракоротких радіохвиль за обрії, через те, що розсіяне поле може значно перебільшувати поле, яке обумовлене дифракцією навколо поверхні Землі [1, 2]. Таким чином, турбулентний рух атмосфери або рідини є визначаючим в дослідженні розповсюдження хвиль різноманітного типу. Опис самих турбулентних рухів також спирається на вивчення специфічних статистичних закономірностей. [2, 3].

При моделюванні статистичних властивостей середовища (атмосфера, океан) виходять зазвичай з припущення, що ці властивості можуть бути описані однорідним та ізотропним полем або випадковим полем з однорідними прирістами першого порядку. Структура відповідної кореляційної функції при цьому визначається на підставі розв'язку рівняння однорідної та ізотропної турбулентності, яке можна отримати усередненням рівняння гідродинаміки з використанням будь-якої гіпотези замикання. Флуктуації швидкості руху рідини (вітру) та температури у випадковому середовищі приводять до відповідних флуктуацій тиску або показника заломлення (діелектричної проникності). Тому задача розповсюдження звуку або електромагнітних хвиль стає стохастичною.

Проте, перелічені вище моделі непридатні для опису середовищ, які знаходяться у перехідному стані (наприклад, плазма випадковим чином змінює свій заряд), або коли електромагнітні хвилі розповсюджуються поблизу земної кулі та статистична неоднорідність середовища порушується, а також при розсіянні електромагнітних хвиль на сліді від ракети, при розсіянні хвиль в атмосфері Венери та інших планет Сонячної системи.

Розв'язки цих задач потребує відмови використання кореляційної теорії стаціонарних випадкових функцій або однорідних випадкових полів та залучення таких моделей кореляційних функцій, які б враховували статистичну нестаціонарність або неоднорідність.

Розглянемо **аналіз даних декаметрового інтерферометру УРАН-I за допомогою моделей нестаціонарних випадкових процесів.**

Інтерферометр УРАН-I призначено для дослідження кутових розмірів джерел космічного радіовипромінювання в декаметровому діапазоні радіохвиль за допомогою вимірювання нормірованого коефіцієнту кореляції сигналів, які прийняті в рознесених на відстань 42,6 км точках прийняття сигналів (радіоастрономічна обсерваторія ім. С. Я. Брауде поблизу с. Гракові та м. Зміїв Харківської області) [4, 5]. Опорним інструментом в процесі вимірювання є інтерферометр, який працює в діапазоні 10–25 МГц та який має розширення близько кутової хвилини. При вимірюванні коефіцієнту кореляції сигналів, що приймаються антенами, необхідно враховувати їх часові запізнення і зміну кута повороту

площини поляризації в різних пунктах приймання, яка виникає через ефект Фарадея при розповсюдженні радіохвиль в іоносфері.

Для безпосереднього вимірювання нормованого коефіцієнту кореляції радіосигналів, що прийняті антенами в рознесених пунктах, вимірюються їх потужності за допомогою лінійних (за потужністю) радіометрів.

Зазвичай сигнал, що приймається, моделюють за допомогою стаціонарного випадкового процесу. Однак, результати досліджень флуктуацій, які виникають при розповсюдженні радіохвиль в іоносфері, показують, що їх статистичні характеристики, зокрема, кореляційні функції, обладують істотною нестационарністю. Так, "змінні" спектри флуктуацій, тобто спектральні розклади, які відповідають даному інтервалу вимірювання, поряд з часовою нестационарністю характеризуються різкою нерівномірністю розподілу змінної спектральної щільності за частотою.

Під час частотного аналізу можуть спостерігатися часові зростання інтенсивності ("викиди"), які можуть не з'являтися при повторних випробуваннях. Збільшення інтервалу вимірювання часто не приводить до "стаціонаризації" результатів вимірювань. Тому є необхідним статистичний аналіз результатів ряду незалежних вимірювань, які проведені в ідентичних умовах.

Час усереднення протягом радіоастрономічних вимірювань складає 2 секунди, що дозволяє скористатися теорією "замороженої" турбулентності, проте, на всьому інтервалі вимірювання, а він порядку 3–5 хвилин, усереднена апаратурно крива має яскраво виражені максимуми та мінімуми. На інтервалах, де крива повільно змінюється, її можна апроксимувати квазістаціонарним процесом. На інтервалах, що містять окіл "злому" кривої, значення кривої різко змінюються, що пов'язано з істотною нестационарністю. Тому виникає необхідність в моделюванні таких даних за допомогою моделі нестационарного випадкового процесу.

Наявність "викидів" при експериментальному дослідженні флуктуацій радіохвиль свідчить про наявність зростаючих (спадаючих) флуктуаційних складових, які не враховує модель випадкового процесу (поля):

$$\xi = \xi(t) + \xi_1 t + \xi_2 \quad (\xi(\vec{r}) = \xi(\vec{r}) + \vec{\xi} \cdot \vec{r} + \xi_0), \quad (1)$$

де $\xi(t)$ – стаціонарний векторний процес ($\xi(\vec{r})$ – однорідне випадкове поле), $\vec{\xi} = (\xi_1, \xi_2, \xi_3)$, $\xi_0, \xi_1, \xi_2, \xi_3$ – випадкові величини [1].

Якщо скористатися спектральним розкладом стаціонарних випадкових процесів або однорідних випадкових полів, то (1) являє собою суперпозицію гармонічних (просторових) осциляторів з випадковими амплітудами та дійсними частотами плюс лінійна функція часу (координат). Наявність "викидів" свідчить про появу "гармонік" з комплексними частотами. В цьому випадку врахування цих комплексних частот приводить до моделі нестационарного випадкового процесу, який характеризується комплексним спектром, що міститься в верхній комплексній півплощині для спадаючих флуктуацій, та в нижній півплощині – для зростаючих.

Для точнішого опису експериментальних даних можна скористатися моделлю нестационарного процесу:

$$\xi(t) = e^{i\lambda_1 t} \xi_{01} + e^{i\lambda_2 t} \xi_{02}, \quad (2)$$

де $\lambda_k = \alpha_k + i \frac{\beta_k^2}{2}$, $k = 1, 2$ (β_k характеризує нестационарність).

Для зручності введемо явну змінну $T_0 = t - s$, яка виконує роль годинного кута.

Тоді для функції видності отримаємо вираз:

$$\hat{\gamma}(t, s) = \hat{\gamma}(T_0, t) \frac{|b_1|^2 e^{-\beta_1^2(T_0+2t)} \cos \alpha_1 T_0 + |b_2|^2 e^{-\beta_2^2(T_0+2t)} \cos \alpha_2 T_0}{\sqrt{|b_1|^2 e^{-\frac{\beta_1^2(T_0+t)}{2}} + |b_2|^2 e^{-\frac{\beta_2^2(T_0+t)}{2}}} \cdot \sqrt{|b_1|^2 e^{-\beta_1^2 t} + |b_2|^2 e^{-\beta_2^2 t}}} \quad (3)$$

Функція видності $\hat{\gamma}(T_0, t)$ залежить не тільки від T_0 , але і від t . При побудові відповідних кривих $|\hat{\gamma}(T_0, t)|$ слід розглядати однопараметричне сімейство кривих, які залежать від t .

На рис. 1, наведено результати вимірювання модуля функції видності джерела ЗС 234 при різних годинних кутах T_0 на інтерферометрі УРАН-І на частоті 25 МГц [5], де лінія 1 – значення експериментальних даних з "вусами" (середньоквадратичними відхиленнями $\pm\sigma_{\hat{\gamma}}$); лінія 2 – модельна крива $\hat{\gamma}(T_0)$ (в припущенні стаціонарного сигналу) [5];

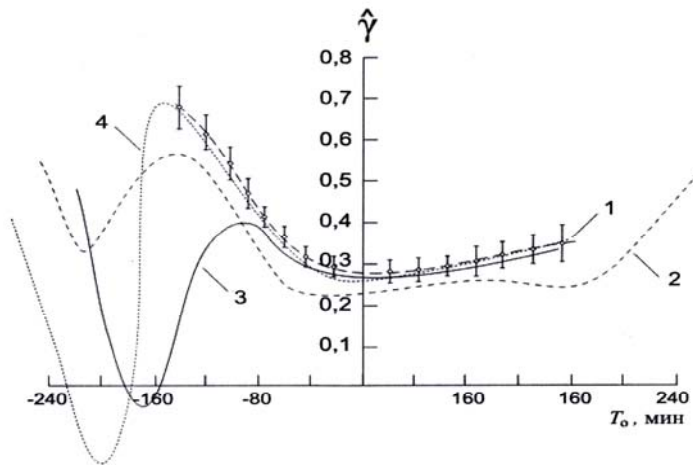


Рис. 1

лінії 3 та 4 – модельні залежності $\hat{\gamma}(T_0)$ (за допомогою моделі нестационарного процесу (2)).

Вертикальні лінії "вуси" (рис. 1, лінія 1) характеризують похибки вимірювань через зміни властивостей середовища, а різна довжина "вусів" (тобто величина середньоквадратичного відхилення) свідчить про статистичну нестационарність властивостей середовища.

Апроксимація експериментальних даних модельною кривою, яка була побудована

на підставі припущення про стаціонарність відповідного сигналу [5] (лінія 2), не зовсім адекватно описує експериментальні дані (на рис. 1. лінія 2 не входить в область "вусів").

Поведінка функції видності при додатних та від'ємних годинних кутах відрізняється (лінія 1), через те, що відрізняються умови приймання радіосигналу на антени різної поляризації. Тому пропонуються дві модельні криві для апроксимації даних: одна для додатних кутів, інша для від'ємних (лінії 3 та 4).

Висновок. На рис. 1 видно, що отримана модель нестационарного процесу (3) більш адекватно описує експериментальні дані порівняно з моделлю випадкового поля з однорідними прирідними першого порядку, і тому може бути використана для обробки даних при радіоастрономічних дослідженнях

Література

1. Татарський В. И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с.
2. Алимов В. А. Рахлин Л. В. О фазовых флуктуациях радиоволн за турбулентным следом // Мин-во образования и науки Рос. Федерации ВУЗов радиофизики. – Нижний Новгород, 2005. – Т. XLVIII. – №7 – С. 563–573 .
3. Петрова А. Ю. Корреляционная теория некоторых классов нестационарных случайных функций конечного ранга нестационарности // Радиоэлектроника и информатика. – 2007. – №1. – С. 29–34.
4. Рашковский С. Л. Система декаметровых радиоинтерферометров УРАН. Часть 3. Методика и алгоритмы обработки результатов экспериментов // Радиофизика и радиоастрономия. – 2000. – Т. 5. – №5. – С. 20–28.
5. Мень А. В., Брауде С. Я., Рашковский С. Л., Шарькин Н. К., Шепелев В. А., Инютин Г. А., Ващишин Р. В., Браженко А. И., Булацен В. Г. Экспериментальное исследование угловой структуры излучения радиогалактики ЗС 234 в декаметровом диапазоне радиоволн // Астрономический журнал. – 2003. – Т. 80. – №12. – С. 1127-1135.

РАДИОАКУСТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ СКОРОСТИ И СДВИГА ВЕТРА В АТМОСФЕРНОМ ПОГРАНИЧНОМ СЛОЕ

Зубков О.В., Сидоров Г.И., Величко С.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Радиоэлектронных систем, тел. (057) 702-15-87,
E-mail: res@kture.kharkov.ua, тел. (8057) 340-66-08

The results presented in this paper concern the possibility to develop a radio acoustic system for vertical sounding of atmosphere boundary layer in order to measure horizontal wind speed and wind shear above runway. The objective is to provide aircrafts takeoff/landing with meteorological data. Antennas placement scheme and their parameters are shown, the movement process of acoustic wave packet sent out vertically has been described, as well as its displacement caused by horizontal wind. Then, it has been explained the technique of acoustic packet current coordinates measurement, determination of horizontal wind speed vector components and wind vertical shear. The results of metrological performance studying of the radio acoustic measurer are given.

В настоящее время для метеорологического обеспечения авиации используются результаты вычислений сдвига ветра по измерениям скорости и направления ветра контактными датчиками, расположенными на разных уровнях высотных сооружений в зоне аэродрома. Недостатком этого способа является то, что он не позволяет измерять метеопараметры в 300-метровом слое непосредственно над самой взлетно-посадочной полосой (ВПП), а только на расстоянии нескольких километров от нее на высотах не более 40 – 50 метров с пространственно-временной экстраполяцией результатов. Получаемые результаты только приблизительно соответствуют параметрам атмосферы на ВПП, а наиболее опасные атмосферные вихри диаметром 50 – 100 м над ВПП вообще не обнаруживаются.

Сдвиг ветра может быть вычислен по результатам измерения скорости ветра доплеровскими системами акустического или радиоакустического зондирования [1,2,3,4]. Недостатками этих методов является необходимость зондирования в нескольких направлениях внутри выбранного пространства конуса с достаточно большим телесным углом.

В работе предложено радиоакустическое устройство для измерения скорости горизонтального ветра при зондировании атмосферы в одном вертикальном направлении.

На рис. 1 представлены траектория движения акустического пакета под действием ветровых потоков и конфигурация антенной системы радиоакустического измерителя.

Траектории движения акустического пакета под действием воздушных потоков (рис. 1) может быть описана, как перемещение конца радиус – вектора $R(t)$, соединяющего точку излучения (начало координат) с текущим местоположением акустического пакета. Длина радиус – вектора, изменяющегося во времени, может быть представлена в виде:

$$R(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t) + Z^2(t)}, \quad (1)$$

и его проекции на оси координат:

$$Z(t) = \frac{R(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}}, \quad (2)$$

$$X(t) = \frac{R(t) \operatorname{tg} \alpha(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}}, \quad (3)$$

$$Y(t) = \frac{R(t) \operatorname{tg} \beta(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}}, \quad (4)$$

где

$$\operatorname{tg} \alpha(t) = \frac{X(t)}{Z(t)}, \quad \operatorname{tg} \beta(t) = \frac{Y(t)}{Z(t)}. \quad (5)$$

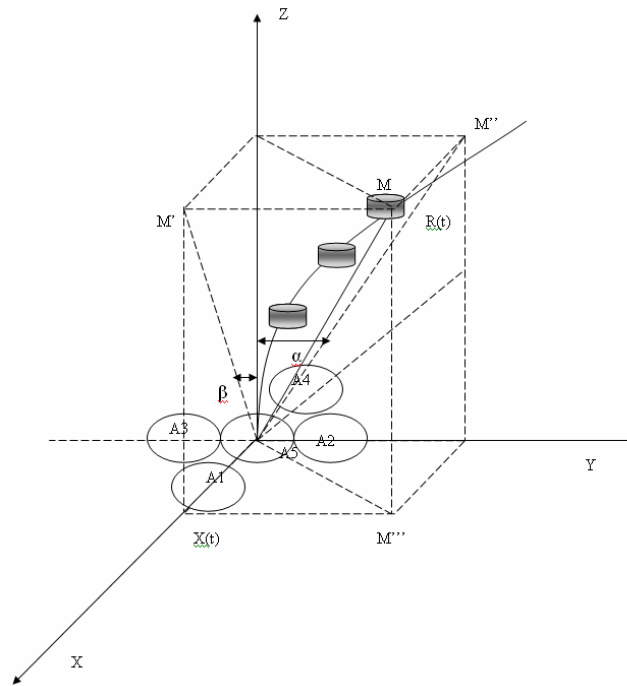


Рис. 1. Траектория движения акустического пакета

Ввиду прямолинейности распространения радиоволн длина вектора $R(t)$ может быть вычислена по измеренному значению радиальной скорости движения пакета

$$R(t) = \int_0^t V_R(t) dt = \frac{\lambda_e}{2} \int_0^t F_D(t) dt, \quad (6)$$

где $V_R(t)$ – радиальная скорость распространения акустического пакета, λ_e – длина радиоволны.

Текущие значения углов $\alpha(t)$ и $\beta(t)$, характеризующих угловое положение радиус – вектора $R(t)$, содержатся в сигналах, формируемых взаимосвязанными приемными антеннами $A1, A2, A3, A4$.

Измеренные значения $F_D(t)$, $\alpha(t)$ и $\beta(t)$ поступают в вычислительный блок, где вычисляются составляющие скорости горизонтального ветра по формулам:

$$V_x(t) = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{\left[\frac{\lambda_e}{2} \int_0^t F_D(t) dt \right] \operatorname{tg} \alpha(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}} \right\}, \quad (7)$$

$$V_y(t) = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{\left[\frac{\lambda_e}{2} \int_0^t F_D(t) dt \right] \operatorname{tg} \beta(t)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha(t) + \operatorname{tg}^2 \beta(t)}} \right\}. \quad (8)$$

При этом модуль сдвига горизонтального ветра на высотах Z_j и Z_i вычисляется по формуле:

$$g_{(j-i)} = |V_r(t_j)| - |V_r(t_i)| = \sqrt{[V_x(t_j)]^2 + [V_y(t_j)]^2} - \sqrt{[V_x(t_i)]^2 + [V_y(t_i)]^2}. \quad (9)$$

Направление сдвига горизонтального ветра вычисляется по формуле

$$\Delta\gamma_{(j-i)} = \gamma_j - \gamma_i = \arctg \frac{V_y(t_j)}{V_x(t_j)} - \arctg \frac{V_y(t_i)}{V_x(t_i)}. \quad (10)$$

Представляет интерес оценка погрешности измерений описанным радиоакустическим измерителем. Согласно теории косвенных измерений, если измеряемая величина Y есть функция многих переменных x_i , то среднеквадратичная ошибка может быть вычислена по формуле

$$\sigma_Y = \sqrt{\sum \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \sigma_{x_i} \right)^2} \quad (11)$$

В данном случае среднеквадратичная погрешность измерения скорости ветра

$$\sigma_V = \sqrt{\left(\frac{\partial V}{\partial \lambda_e} \right)^2 \sigma_{\lambda_e}^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial F_0} \right)^2 \sigma_{F_0}^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \alpha} \right)^2 \sigma_{\alpha}^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \beta} \right)^2 \sigma_{\beta}^2}. \quad (12)$$

С учетом (7) среднеквадратичная погрешность измерения составляющей скорости V_x

$$\sigma_{V_x} = \sqrt{\frac{F_0^2 tg^2 \alpha}{4(1+tg^2 \alpha + tg^2 \beta)} \cdot \sigma_{\lambda}^2 + \frac{\lambda_e^2 tg^2 \alpha}{4(1+tg^2 \alpha + tg^2 \beta)} \cdot \sigma_{F_0}^2 + \frac{\lambda_e^2 F_0^2 (1+tg^2 \beta)^2}{4 \cos^4 \alpha (1+tg^2 \alpha + tg^2 \beta)^3} \cdot \sigma_{\alpha}^2 + \frac{\lambda_e^2 F_0^2 tg^2 \alpha tg^2 \beta}{4 \cos^4 \beta (1+tg^2 \alpha + tg^2 \beta)^3} \cdot \sigma_{\beta}^2}. \quad (13)$$

Аналогично оценивается среднеквадратичная погрешность измерения V_y .

Результаты математического моделирования, базирующиеся на выведенных математических зависимостях показали, что в диапазоне отношений сигнал/шум от 10 до 100 абсолютная среднеквадратичная погрешность измерения составляющих скорости ветра V_x и V_y находится в пределах от 0,34 м/с до 0,11 м/с. Среднеквадратичная погрешность оценки вертикальной составляющей скорости ветра не превышает 0,08 м/с. Данный результат полностью удовлетворяет требования автоматизированных систем управления воздушным движением в зоне аэропортов.

Представленный радиоакустический измеритель обеспечивает измерения мгновенных профилей горизонтального ветра в атмосферном пограничном слое и его вертикального сдвига при вертикальном зондировании.

Литература

1. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли. Под ред. Б.Л.Кашеева, Е.Г.Прошкина, М.Ф.Лагутина. Глава 2. Радиоакустическое зондирование пограничного слоя атмосферы. Харьков, ХНУРЭ: 2002г.стр.49-100.
2. М.А.Каллистратова, А.И.Кон. Радиоакустическое зондирование атмосферы, М. «Наука»: 1985г. –187с.
3. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. - Новосибирск: Наука, 1986. - 167 с.
4. Angevine W.M., Ecklund W.L., Carter D.A., Gage K.S., Moran K.P. Improved radio acoustic sounding techniques // J. of Atmos. Oceanic Technol. - 1994. - Vol.11, №2. – P.121-127.

АНИЗОТРОПИЯ МОЛЕКУЛЯРНЫХ ПРОЦЕССОВ В АТМОСФЕРЕ ЗЕМЛИ – КАК НОВОЕ ЯВЛЕНИЕ, КОТОРОЕ ПРОЯВЛЯЕТСЯ РЯДОМ НАБЛЮДАЕМЫХ ЭФФЕКТОВ

Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, ПНИЛ ЗА, тел. 70-21-333

The results are presented of numerous measurements performed at different times of a day and season at four different heights using three independent means demonstrating existence of a new phenomenon in the Earth atmosphere, namely, the molecular processes anisotropy revealing itself in a number of the observed effects.

Введение. В 1986 г. [1] были опубликованы экспериментальные данные, которые свидетельствовали о существовании сильной анизотропии двух параметров ионизованного метеорного следа: коэффициента амбиполярной диффузии (D_a) и начального радиуса метеорного следа (r_0). Эти величины оказались в горизонтальном направлении значительно (более, чем в два раза) больше, чем в вертикальном. Поскольку эти параметры метеорного следа связаны определенным образом с параметрами атмосферы ($D_a \sim \lambda v$, $r_0 \sim \lambda$, где λ – длина свободного пробега молекул, а v – хаотическая скорость молекул), то на основании полученных экспериментальных данных была высказана гипотеза [1] о возможности существования в атмосфере Земли аналогичной анизотропии молекулярных процессов (λ, v). Хотя наблюдаемая анизотропия была явно выраженной, однако была необходима проверка этого эффекта для других высот, в нейтральной атмосфере и другими способами.

В результате многолетних экспериментальных и теоретических исследований этого эффекта на различных высотах, различными способами было подтверждено существование этого эффекта и на других высотах. Кроме того было обнаружено еще два новых эффекта, связанных с анизотропией молекулярных процессов: эффект различия величины хаотической скорости молекул для молекул, летящих вверх и вниз [2], и эффект различия хаотической скорости молекул в потоке горизонтального ветра для молекул, летящих по ветру и против ветра [3]. Таким образом, в атмосфере Земли было установлено явление, которое проявляется пока тремя эффектами.

Ниже представлены методика исследований и результаты.

Методика исследований. Экспериментальные исследования проводились на трех высотах: до ~ 200 м, ~ 20 м и $1,5$ м.

Для высоты до ~ 200 м исследования анизотропии проводились с помощью импульсного моностатического акустического зондирования атмосферы. Измерялась анизотропия хаотической скорости молекул (v), которая с фазой акустического эхо-сигнала (φ) связана известным соотношением $\varphi \sim 1/v$, путем зондирования атмосферы при различных углах места (β). Затем для полученных таким образом данных строилась зависимость $\varphi = f(\beta)$ и определялась анизотропия величины v в вертикальной плоскости [4].

Для высот $1,5$ м и ~ 20 м оценка анизотропии хаотической скорости молекул (v) производилась контактным способом путем непосредственного измерения величины хаотической скорости молекул (v) в вертикальной плоскости для молекул, летящих вверх, вниз, справа и слева в горизонтальном направлении. Использовался специально разработанный способ [5].

Для оценки анизотропии величины v в потоке горизонтального ветра производилось непосредственное измерение хаотической скорости молекул специально разработанным способом [3] для молекул, летящих по ветру и против ветра.

Результаты исследований. Измерения проводились эпизодически в течение нескольких часов в различное время суток, в различное время года и для различных погодных условий.

Полученные результаты измерений анизотропии хаотической скорости молекул с помощью акустического зондирования свидетельствуют о существовании явно выраженного различия хаотической скорости молекул для горизонтального и вертикального направления, причем это различие существенно меняется в зависимости от времени суток, времени года и погодных условий, меняя порой знак на обратный.

В качестве иллюстрации на рис. 1 представлены временные зависимости фазы акустического эхо-сигнала (φ), измеренные одновременно для трех направлений: Δ – для вертикального, и (+, O) – для двух, противоположных по азимуту, направлений под углом $\alpha \sim 22^\circ$ от вертикали. Результаты, представленные на рис. 1, получены для двух различных погодных условий, и потому соотношения величины φ для вертикального и наклонного зондирования существенно отличаются (точнее – противоположны).

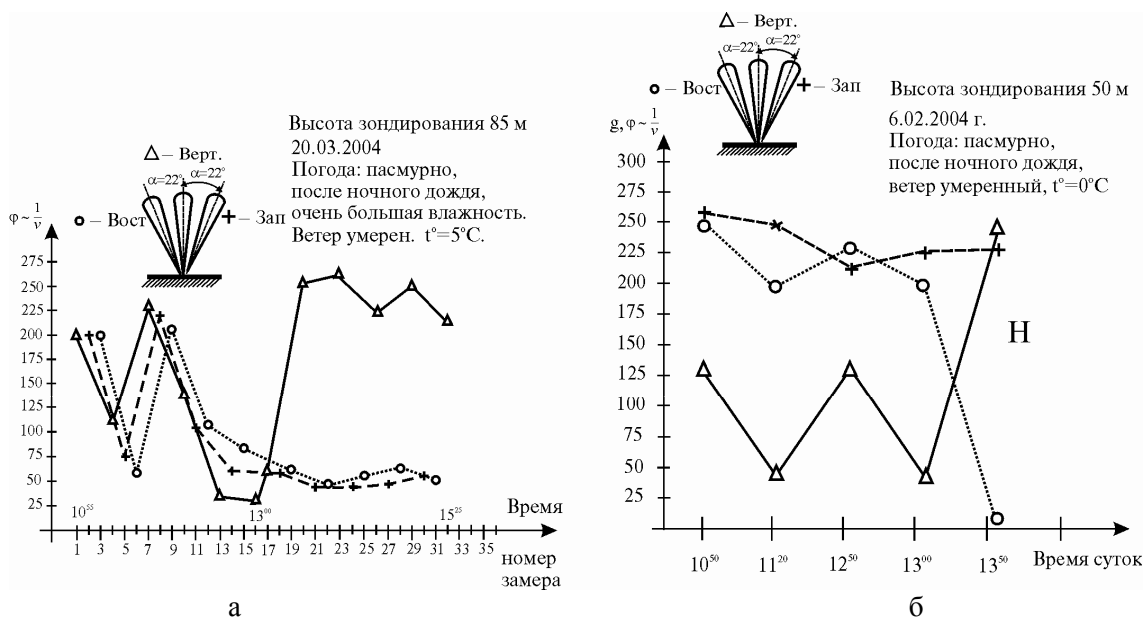


Рис. 1

Результаты измерений непосредственно хаотической скорости молекул контактным способом на высоте ~ 20 м и 1,5 м также свидетельствуют о явно выраженном различии хаотической скорости молекул, измеренных для вертикального и горизонтального направления, которое также меняется со временем и в зависимости от погодных условий.

На рис. 2 представлены фрагменты измерений этим способом для двух высот, из которых следует существование различия хаотической скорости молекул для вертикального и горизонтального направления на двух высотах.

Итак, представленные экспериментальные данные свидетельствуют о существовании различия хаотической скорости молекул для вертикального и горизонтального направлений на трех существенно отличающихся высотах двумя различными способами. Таким образом, подтверждаются результаты, полученные ранее для высот ~ 90 км с помощью радиолокации метеорных следов [1]. Фрагмент этих результатов представлен на рис. 3.

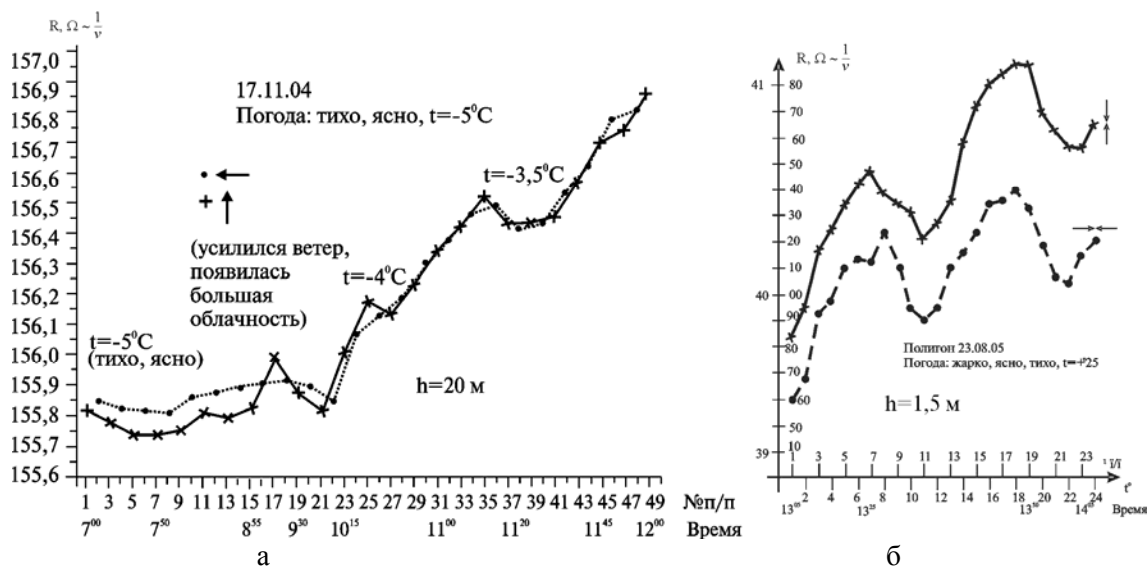


Рис. 2

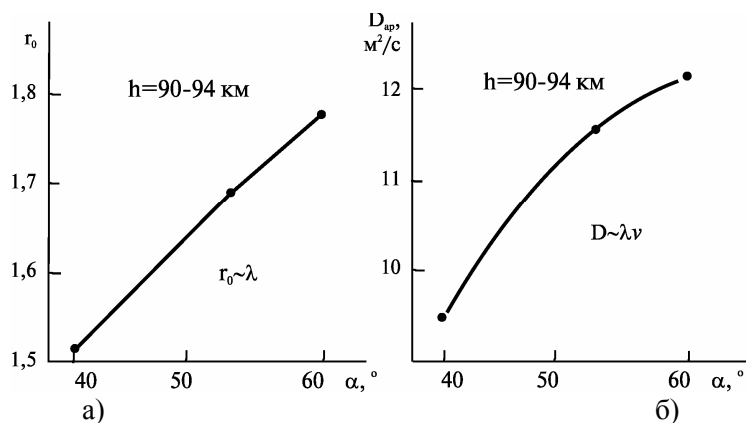


Рис. 3

В процессе исследования упомянутого выше эффекта анизотропии молекулярных процессов, нами было обнаружено еще два эффекта анизотропии. Это различие хаотической скорости молекул, летящих вверх и вниз (рис. 4, а), и различие хаотической скорости молекул, летящих по ветру и против ветра (рис. 4, б).

Первый эффект был обнаружен путем измерения хаотической скорости молекул в вертикальной плоскости одновременно (или поочередно) для молекул, летящих вниз, для молекул, летящих вверх, и для молекул, летящих навстречу друг другу в горизонтальном направлении [2].

Второй эффект был обнаружен путем измерения хаотической скорости молекул, летящих по ветру и против ветра, в потоке горизонтального ветра [3].

Для первого эффекта характерным является различное соотношение скоростей молекул, летящих вверх и вниз, которое меняется со временем и с погодными условиями. В одних случаях скорости молекул, летящих вверх, больше скорости молекул, летящих вниз, в других – наоборот.

Для второго эффекта характерной является устойчивая картина во времени: всегда скорость молекул, летящих по ветру, меньше скорости молекул, летящих против ветра. В течение примерно годичного цикла измерений другой картины не наблюдалось.

Были проведены теоретические исследования с целью выявления механизма, приводящего к наблюдаемым эффектам [2, 3]. Для всех трех эффектов найдено теоретическое

обоснование. Первых два эффекта связаны с влиянием на скорость молекул, летящих вниз и вверх, силы тяжести, высотного градиента плотности атмосферы и длины свободного пробега молекул. Третий эффект связан с действием барического градиента давления атмосферы на хаотическую скорость молекул.

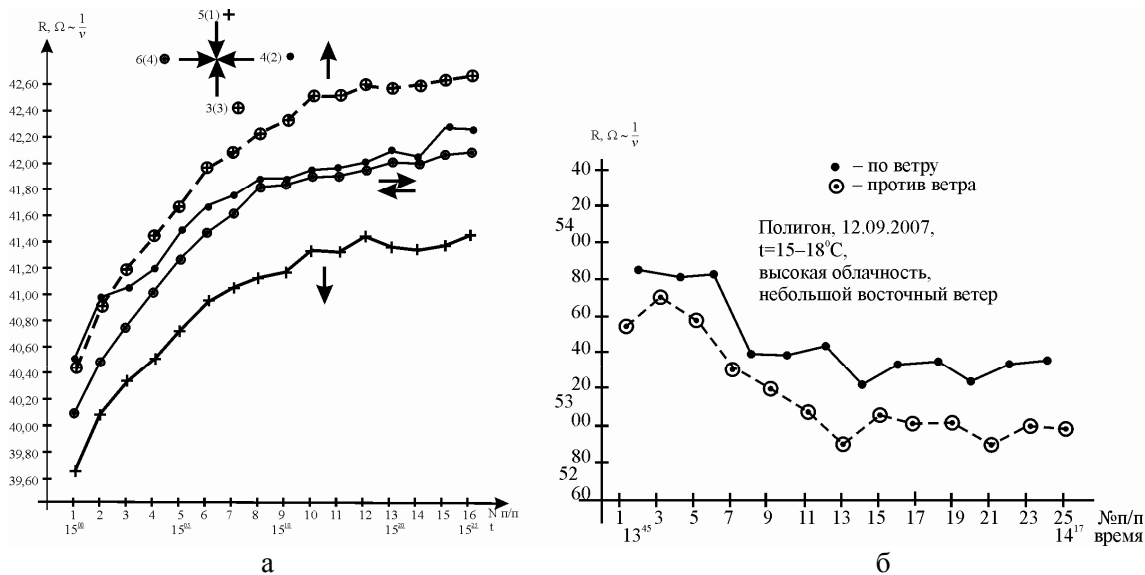


Рис. 4

Явление анизотропии молекулярных процессов, по-видимому, не должно исчерпываться только наблюдаемыми нами тремя эффектами. Вероятно, должны существовать и другие проявления этого явления.

Заключение. Полученные результаты многолетних экспериментальных и теоретических исследований позволяют заключить, что в атмосфере Земли наблюдается новое явление – явление анизотропии молекулярных процессов, которое проявляется пока тремя эффектами.

Найдено теоретическое обоснование наблюдаемым эффектам.

Литература

1. Делов И.А. Анизотропия параметров ионизованного метеорного следа, связанных с молекулярными процессами в атмосфере. Изв. АН СССР. Геомагнетизм и аэронавигация. 1966, Т.26, №2. С. 265-268.
2. Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В. Анизотропия вертикальной составляющей хаотической скорости молекул атмосферы Земли / Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып № 118. 2007. – С. 288–298.
3. Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В. Эффект анизотропии хаотической скорости молекул, связанной с горизонтальным ветром. Результаты экспериментальной проверки гипотезы / Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып № 152. 2008. – С. 97–104.
4. Делов И.А., Слипченко Н.И. Результаты экспериментальных исследований анизотропии молекулярных процессов атмосферы с помощью акустического зондирования / Прикладная радиоэлектроника. 2004, том 3, № 3. Харьков. – С. 27–36.
5. Бондаренко М.Ф., Слипченко Н.И., Делов И.А., Леонидов А.В. Результаты измерения анизотропии температуры атмосферы в приземном слое Земли контактными способами / Прикладная радиоэлектроника. 2005, том 4, № 4. Харьков. – С. 383–393.

НОВОЕ СВОЙСТВО МОЛЕКУЛ НЕЙТРАЛЬНОЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ

Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, ПНИЛ ЗА, тел. 70-21-333

The results of theoretical and experimental investigations demonstrating existence of a new property of a neutral gaseous medium molecule, namely, the property to retain direction and velocity value received by them from the external sources are obtained. This property of the gaseous medium makes it possible to explain in what a way the molecular processes of anisotropy is observed in experiments.

Введение. Наблюдаемое во многочисленных экспериментах явление анизотропии молекулярных процессов, которое проявляется в виде трех эффектов: различие хаотической скорости молекул (v) и длины свободного пробега молекул (λ) для вертикального и горизонтального направления [1]; различие хаотической скорости молекул, летящих вверх и вниз [2]; различие хаотической скорости молекул в потоке горизонтального ветра для молекул, летящих по ветру и против ветра [3], вызывает естественный вопрос – каким образом удастся наблюдать различие скоростей молекул при их хаотическом движении и при столь малой длине свободного пробега молекул (на высоте 1,5 м $\lambda \approx 3 \cdot 10^{-6}$, а на высоте ~ 90 км $\lambda \approx 2$ см).

Были проведены теоретические исследования этого вопроса, в результате которых была сформулирована гипотеза [4], согласно которой молекулы всякого нейтрального газа должны обладать свойством сохранять достаточно длительное время направление и величину скорости, полученную ими от внешнего источника. Эта гипотеза затем проверялась экспериментально [5]. В данном сообщении представлены результаты исследования этого вопроса.

Методика исследований. Теоретические исследования проводились на основании рассмотрения упругого столкновения шаров [4].

Экспериментальная проверка гипотезы проводилась с помощью специально разработанного способа [5], суть которого сводилась к одновременному измерению над направленным потоком тепла или холода величины хаотической скорости молекул для молекул, летящих: от источника тепла (холода), к источнику тепла (холода) и перпендикулярно источнику тепла (холода) слева и справа. При этом принималось во внимание, что если молекулы воздуха не сохраняют направление и величину скорости, полученную ими от внешнего источника, то измеренные величины хаотической скорости молекул для указанных выше четырех направлений будут равны между собой. Если же молекулы воздуха сохраняют достаточно длительное время направление и величину скорости, полученные ими от внешнего источника, то скорость молекул, летящих от источника тепла, будет всегда больше, а от источника холода – меньше скорости молекул, летящих к источнику тепла (или холода, соответственно) и в перпендикулярном направлении. Причем, такая картина в этом случае должна сохраняться при изменении направления источника тепла (холода), на различном расстоянии от источника, а также при кратковременном устранении источника тепла (холода).

Результаты теоретических исследований. Результаты теоретических исследований показали, что передача кинетической энергии в направлении от источника тепла (холода) происходит в результате центральных столкновений молекул (т.е. происходит полная передача энергии от молекулы к молекуле), а в остальных направлениях – за счет косых столкновений (т.е. происходит частичная передача энергии, не более 50%). Для того чтобы скорости молекул для всех направлений выравнялись, необходимы тройные столкновения и столкновения более высокого порядка. Но частоты столкновений тройных и более высокого порядка значительно меньше двойных столкновений, которые происходят при центральном столкновении.

В силу всего этого передача кинетической энергии от источника тепла (холода), т.е. в направлении центрального удара, всегда будет выделяться по сравнению с остальными направлениями. На основании вышесказанного в [4] была высказана гипотеза о том, что молекулы нейтрального газа должны обладать свойством достаточно длительное время сохранять направление и величину скорости, полученные ими от внешнего источника.

Результаты экспериментальной проверки гипотезы. Проведенные многочисленные эксперименты по проверке этой гипотезы с использованием описанного выше способа [5] подтвердили гипотезу, и таким образом можно считать установленным новое свойство молекул нейтральной газовой среды – достаточно длительной время сохранять направление и величину скорости, полученные ими от внешнего источника. В качестве источника тепла в экспериментах использовался электрический обогреватель с плоской поверхностью излучения, а в качестве источника холода использовался кусок льда с плоской поверхностью. Измерения проводились на различном расстоянии от источника тепла (холода), при различных углах к горизонту, а также при кратковременном устранении источника тепла (холода).

В качестве иллюстрации на рис. 1–6 представлены фрагменты полученных результатов.

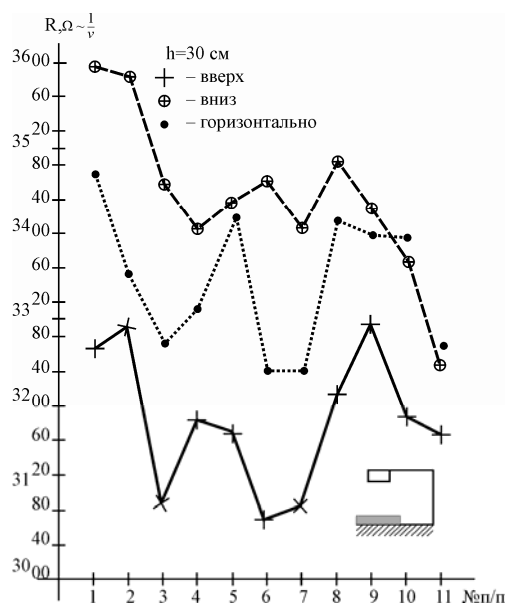


Рис. 1

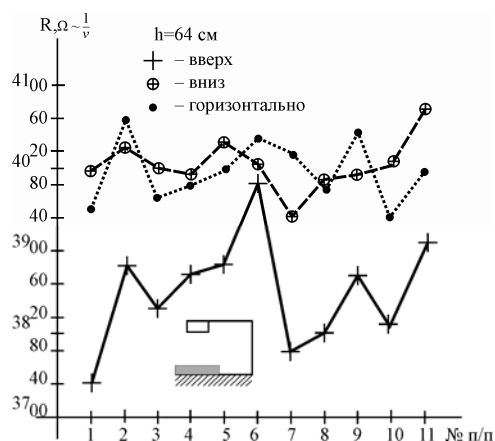


Рис. 2

На рис. 1, рис. 2 представлена временная зависимость хаотической скорости молекул, измеренная одновременно для трех направлений: для молекул, летящих к источнику тепла – \oplus , от источника тепла – + и в направлении, перпендикулярном этому направлению – \bullet . Результаты получены для двух расстояний от источника тепла (h): для $h = 30$ см – рис. 1, для $h = 64$ см – рис. 2.

На рис. 3 представлена такая же зависимость, что и на рис. 1, 2, но полученная для случая, когда источник тепла был направлен под углом $\alpha = 60^\circ$ от вертикали. Измерения проводились на расстоянии $h = 64$ см от источника тепла.

На рис. 4 представлена аналогичная зависимость, что и на рис. 1–3, но полученная над источником холода на расстоянии 15 см от его поверхности.

На рис. 5 представлена такая же зависимость, что и на рис. 1–4, но для случая, когда источник тепла перекрывался на короткое время.

На рис. 6 представлена зависимость величины хаотической скорости, аналогичная рис. 5, но для случая, когда источник тепла не перекрывался.

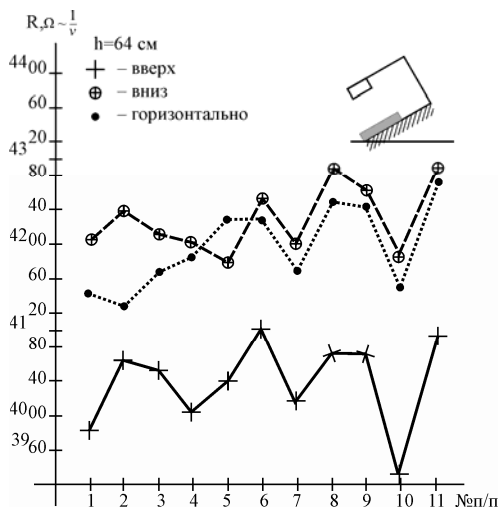


Рис. 3

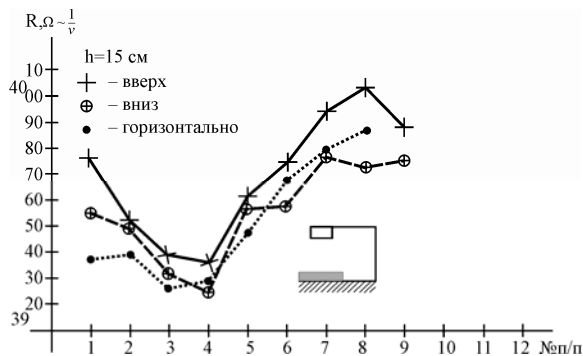


Рис. 4

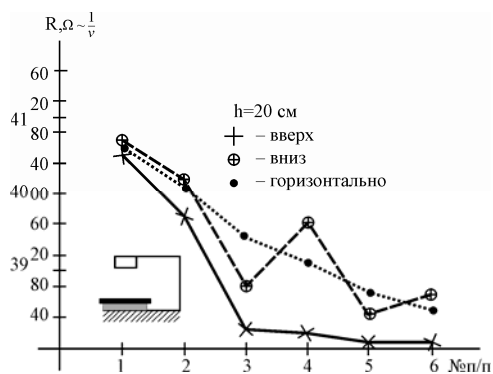


Рис. 5

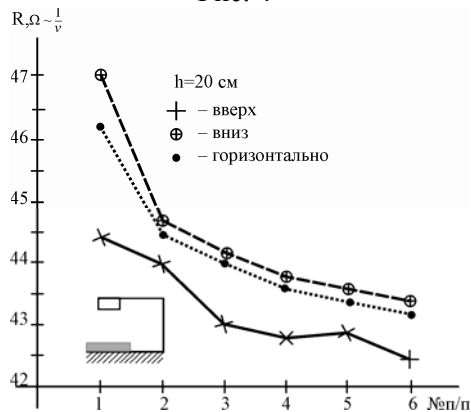


Рис. 6

На всех рисунках по вертикальной оси отложено значение сопротивления термистора, обратно пропорциональное хаотической скорости молекул.

Итак, на всех представленных выше рисунках скорость молекул, летящих от источника тепла, всегда больше скорости (рис. 1, 2, 3.), а летящих от источника холода, меньше (рис. 4) скорости молекул, летящих к источнику тепла (или холода соответственно) и в перпендикулярном направлении. Причем, такая картинка сохраняется при изменении направления источника, а также при кратковременном устранении источника тепла (холода).

Полученные экспериментальные данные согласуются с высказанной ранее гипотезой [4] и таким образом подтверждают возможность существования нового свойства молекул нейтральной газовой среды достаточно длительное время сохранять направление и величину скорости, полученную ими от внешнего источника.

Заключение. На основании проведенных теоретических и экспериментальных исследований можно сделать вывод о том, что молекулы всякой нейтральной газовой среды обладают свойством достаточно длительное время сохранять направление и величину скорости, полученную ими от внешнего источника.

Это свойство газовой среды позволяет объяснить, каким образом в экспериментах [1–3] мы наблюдаем анизотропию молекулярных процессов.

Литература

1. Бондаренко М.Ф., Слипченко Н.И., Делов И.А., Леонидов А.В. Результаты изменений анизотропии температуры атмосферы в приземном слое Земли контактным способом // Прикладная радиоэлектроника. Всеукр. науч.-техн. сб., 2005, т. 4, № 4. – Харьков: ХНУРЭ. – с. 383–393.

2. Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В. Анизотропия вертикальной составляющей хаотической скорости молекул атмосферы Земли / Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып № 118. 2007. – С. 288–298.

3. Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В. Эффект анизотропии хаотической скорости молекул, связанной с горизонтальным ветром. Результаты экспериментальной проверки гипотезы / Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып № 152. 2008. – С. 97–104.

4. Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В. К вопросу об одном свойстве газовой среды / Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып № 150. 2007. – С. 22–28.

5. Делов И.А., Слипченко Н.И., Леонидов А.В. Об одном свойстве нейтральной газовой среды. Результаты экспериментальной проверки гипотезы / Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып № _____. 2008. – С. _____.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕЛ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ДЛЯ АНАЛИЗА ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Карташов В.М., Бабкин С.И., Волох А.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. радиоэлектронных систем,
тел. +38-057-70-21-587; E-mail: res@kture.kharkov.ua

The classical algorithms of processing of recipient waves are applied to RASS which result in occurrence of hard errors of measurement of parameters atmosphere. The elimination of these metering error is possible at use of the algorithm processing of radioacoustic signals, described in this paper. The form of ambiguity function reference in this paper for signals of radioacoustic systems, allows to estimate qualitative measure of parameters of atmosphere.

Разработка и проектирование высокоэффективных радиотехнических систем невозможно без решения двух основных задач: синтеза используемых в системе сигналов и выбор наилучших методов их обработки после приема.

Естественно, системы радиоакустического зондирования атмосферы, как особый класс радиотехнических устройств, также требуют решения задачи синтеза сигналов и устройств их обработки.

В настоящее время в системах радиоакустического зондирования атмосферы применяются классические алгоритмы обработки принятых сигналов, которые характерны, например, для радиолокации. Они строятся в предположении, что форма зондирующего сигнала в процессе отражения от точечной цели не меняется, а изменяются лишь значения его параметров. Оценка величины этих изменений и позволяет извлечь полезную информацию из принятого колебания. В таких системах устройства обработки содержат корреляторы и фильтры, согласованные с излучаемым сигналом.

Для РАЗ процесс рассеивания электромагнитного сигнала на акустической посылке сопровождается значительным изменением формы излучаемого колебания. В результате принимаемый радиосигнал существенно отличается от опорного, подаваемого на коррелятор. Использование классических алгоритмов обработки в радиоакустических системах приводит к возникновению систематических погрешностей определения параметров атмосферы.

Следует заметить, что в случае использования простых акустических импульсов и точном выполнении условия Брэгга $q = 0$, где q – параметр расстройки условия Брэгга, применение классических алгоритмов обработки не приводит к возникновению систематических погрешностей. При таких условиях имеет место только искажение огибающей рассеянного колебания, без нарушения его тонкой внутренней структуры. Если же условие Брэгга на трассе распространения радиоакустического сигнала перестает выполняться ($q \neq 0$), то даже для простых зондирующих сигналов возникает систематическая погрешность измерения параметров атмосферы, которая возрастает с увеличением значения параметра q .

На практике использование простых звуковых сигналов для РАЗ требует подстройки частоты акустического или электромагнитного сигналов под условие Брэгга, что позволяет уменьшить погрешность измерения параметров атмосферы, но, в то же время, существенно усложняет систему и процесс зондирования.

Использование сложных зондирующих сигналов в системах радиоакустического зондирования атмосферы, направленное на устранение процесса подстройки частоты колебаний для выполнения условия Брэгга, связано с невозможностью применения классических алгоритмов обработки. Причиной этого есть искажение амплитудной и фазовой структуры рассеянного на сложной акустической посылке электромагнитного колебания. Спектр рассеянного сигнала становится несимметричным. Вследствие этого принимаемый сигнал существенно отличается от излучаемого, а значит, использование простых

корреляционных приемников с одним опорным сигналом вызывает систематическую ошибку измерения скорости звука.

Таким образом, как следует из изложенного, применяемые на сегодняшний момент в расдарах алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале. Поэтому возникает задача получения алгоритмов обработки сигналов радиоакустических систем, которые должны учитывать преобразование радиоволны в канале и позволять осуществлять качественные измерения параметров атмосферы не только при выполнении условия Брэгга, но и при $q \neq 0$, а также в случае использования сложных звуковых импульсов.

Работа радиоакустических систем основана на измерении величины доплеровского смещения частоты рассеянного на акустической посылке электромагнитного сигнала. Поскольку скорость движения звука c_s в атмосфере зависит от параметров атмосферы, таких как температура, скорость ветра, давление, влажность и т.д., то, по сути, в приемнике выполняется оценка значения c_s . С другой стороны скорость звука c_s может быть определена по значению величины расстройки условия Брэгга q , при котором формируется рассеянный сигнал, по следующей формуле

$$c_s = \frac{2\pi f_s}{4\pi f / c - q},$$

где f_s – частота акустического сигнала, f – частота радиосигнала, c – скорость света.

Далее показано решение задачи оценки величины расстройки условия Брэгга q , при котором был сформирован рассеянный сигнал.

Форму принимаемого сигнала в РАЗ можно определить по функции рассеяния

$$F(r, q) = \int_{-\infty}^{\infty} E(2r' - r) S^*(r') e^{jqr'} dr', \quad (1)$$

где $q = 2k_e - k_s$ – параметр расстройки условия Брэгга; $k_s = 2\pi f_s / c_s$ – волновое число для звука; $k_e = 2\pi f / c$ – волновое число; r – смещение сигналов по координате «дальность»; $E(2r' - r)$ – пространственная огибающая радиосигнала; $S(r')$ – пространственная огибающая акустического сигнала.

Из теории радиосистем известно, что синтез оптимального математического оператора измерительной системы и формирование оптимального решения основывается на использовании понятия функции правдоподобия. Если обозначить принимаемый радиоакустический сигнал как $F_y(r, q_0)$, то функцию правдоподобия можно будет записать в виде $w(F_y / c_s)$. Величина q_0 в обозначении принимаемого колебания показывает, что рассеянный сигнал соответствует некоторой заданной величине значения условия Брэгга. Функции $X(F_y / c_s)$, монотонно связанные с $w(F_y / c_s)$, именуемые достаточными статистиками, могут быть использованы при синтезе алгоритмов оценивания параметров принимаемых сигналов.

Следующая формула определяет плотность вероятности параметра q во входной реализации

$$p(F_y(r, q_0) | q) = C_y \exp\left[-\frac{2z(q) - E(q)}{N_0}\right], \quad (2)$$

где $z(q) = \int_0^R F_y(r, q_0) \cdot F^*(r, q) dr$ – корреляционный интеграл принятой реализации $F_y(r, q_0)$ с опорным сигналом $F(r, q)$; $E(q) = \int F^2(r, q) dr$ – энергия рассеянного сигнала $F(r, q)$; C_y – коэффициент, зависящий от $F_y(r, q_0)$.

Таким образом, определение значения параметра q должно происходить путем нахождения максимума интеграла $z(q)$, который достигается в точке наибольшего сходства принятого $F_y(r, q_0)$ и опорного $F(r, q)$ сигналов.

Как видно из формулы (2), плотность вероятности параметра q в принятой реализации $F_y(r, q_0)$ определяется значением комплексного корреляционного интеграла $z(q)$. Таким образом, устройства обработки расдаров должны формировать корреляционный интеграл следующего вида

$$z(q) = \left| \int_0^R F_y(r, q_0) \cdot F^*(r, q) dr \right|. \quad (3)$$

Модуль значения интеграла (3) по сути, есть значением величины выходного эффекта устройств обработки для некоторой реализации входного рассеянного сигнала $F_y(r, q_0)$ и опорных сигналов, заданных функцией $F(r, q)$.

В общем случае результат обработки принятого радиосигнала будет зависеть не только от величины расстройки условия Брэгга, но и от взаимного временного смещения принятого и опорного колебаний. Поэтому интерес представляет анализ некоторой функции, которая будет характеризовать точность определения параметров атмосферы с помощью устройств обработки радиоакустических систем в случае смещения сигналов F_y и F в некотором диапазоне значений параметра расстройки q и дальности r , которая с временным запаздыванием сигналов связана соотношением $r = ct$, где c – скорость света, t – время.

Такой функцией для устройств обработки радиоакустических систем может выступать функция неопределенности, которая задается следующим выражением

$$\psi(r_d, q) = \int_{-\infty}^{\infty} F_y(r, q_0) \cdot F^*(r - r_d, q) dr, \quad (4)$$

где r_d – относительное смещение принимаемого и опорного сигналов по дальности.

Введенное понятие функции неопределенности для радиоакустических систем отличается от ее определения в радиолокации. Классическая функция неопределенности характеризует разрешающую способность радиолокационной станции по дальности и радиальной скорости. Тело неопределенности будет иметь один и тот же вид для заданного зондирующего сигнала.

Как видно из (4), для радиоакустических систем функция неопределенности представляет собой корреляционный интеграл рассеянного при некотором значении расстройки условия Брэгга принимаемого сигнала F_y и предварительно заданного опорного колебания F . Для корректной обработки опорный сигнал должен выбираться согласно функции рассеяния (1) используемых зондирующих акустического и электромагнитного колебаний.

Графический вид функции неопределенности – тело неопределенности, представляет собой модуль интеграла формулы (4). Как нетрудно заметить, характер тела неопределенности будет меняться в зависимости от величины взаимной расстройки условия Брэгг-

га, относительного смещения сигналов вдоль пространственной координаты и значения величины q_0 , при которой формируется рассеянный сигнал. Существенным отличием введенной функции неопределенности есть то, что для различных значений величины расстройки условия Брэгга q , при котором формируется рассеянный сигнал, структура тела неопределенности будет различной, даже в случае использования одной и той же пары зондирующих акустического и электромагнитного колебаний. По виду тела неопределенности, количеству и характеру его центрального и боковых пиков, можно судить о потенциальной точности определения параметров атмосферы для выбранных зондирующих радиоакустических сигналов.

На рис. 1 и 2 представлены рисунки тел неопределенности для пары акустического и электромагнитного сигналов с прямоугольной огибающей.

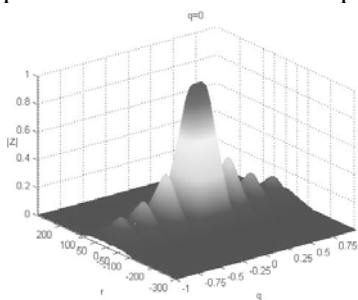


Рис. 1. Тело неопределенности при $q_0 = 0$

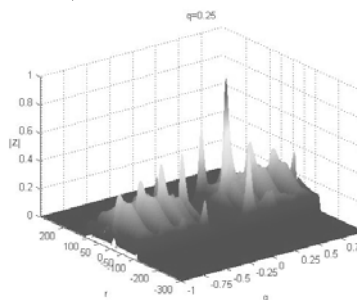


Рис.2. Тело неопределенности при $q_0 = 0.25$

По рисункам наглядно видно как существенно изменяется вид тела неопределенности для одного и того же радиоакустического сигнала при изменении величины расстройки условия Брэгга q_0 , при котором формируется рассеянный сигнал. С увеличением q_0 тело неопределенности становится более изрезанным, а ширина главного пика уменьшается, что характеризует повышения точности определения параметров атмосферы с использованием предложенного алгоритма для данных сигналов с увеличением q_0 . Это связано с тем, что при увеличении величины расстройки условия Брэгга, при которой формируется рассеянный сигнал, искажается как огибающая, так и фазовая структура колебания. Поэтому главный максимум тела рассеяния при $q_0 \neq 0$ имеет более острый пик, чем в точке выполнения условия Брэгга $q_0 = 0$.

Процедура оценки параметра q в соответствии с предложенным алгоритмом требует вычисления совокупности модулей корреляционных интегралов (4) для некоторой фиксированной реализации входного сигнала $F_y(r, q_0)$ и множества опорных сигналов $F(r, q)$. Практическая реализация предложенного алгоритма обработки требует конечно-го числа дискретных изменений величины q в опорном сигнале. Как можно заметить из (1) количество дискретных значений параметра q должно соответствовать количеству опорных сигналов, изменяющих свою амплитудную и фазовую структуру при изменении q . Следовательно и точность определения параметров атмосферы с помощью простых радиоакустических сигналов с прямоугольной огибающей выше для значений $q_0 \neq 0$.

Предложенный алгоритм обработки радиоакустических сигналов устраняет систематические погрешности измерения, позволяет повысить точность определения параметров атмосферы для РАЗ. На основе анализа тел неопределенности тех или иных колебаний можно провести оценку перспективности использования их в качестве зондирующих сигналов для радиоакустических систем еще на этапе проектирования без применения натурального моделирования, что удешевляет и ускоряет процесс разработки.

О ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ ОЦЕНОК СКОРОСТИ И ТОРМОЖЕНИЯ МЕТЕОРОИДОВ ПО БАЗЕ ФОТОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ГОЛОВНЫХ ЭХО-СИГНАЛОВ МЕТЕОРНОЙ РЛС ХНУРЭ

Волощук Ю.И., Черкас Ю.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14,

тел. +(380)-57-700-22-84, факс: +(380) 57-702-10-13

E-mail: ort@kture.kharkov.ua

The Photographic base of KTURE has a big amount of films, on which there is images of head echoes of meteoric bodies. The present development of the computing machinery permits their use for finding of the velocities and decelerations of meteoroids. The paper consider possibility of the decision of given question and problems connected with it. Gradient is done on possibility of the use of head echoes, which are typical for the base of KTURE. They were received with use meteoric automatic radar station (MARS). Its technical features such, that main echo with two branches small amount. It complicates exact finding of velocity and deceleration of meteoric bodies.

Обзор литературы по истории открытия явления головного эхо и его использования для определения скоростей и торможения метеороидов в атмосфере Земли см., например, в работах [1, 4, 5].

В отличие от основного эхо, возникающего в результате отражения радиоволн ионизированным метеорным следом, порожденным в атмосфере Земли при внедрении в нее метеорного тела (метеороида), головное эхо образуется источником, движущимся вместе с метеороидом. Этим источником является «сгусток ионизации, плазмы», образующийся впереди метеороида под действием сильного ультрафиолетового излучения ударной волны. Важно, что головное эхо является практически мгновенным отражением радиоволн от источника, движущегося со скоростью метеороида. Это и позволяет получать оценки мгновенной скорости метеороида и, следовательно, торможения метеорного тела в атмосфере Земли. Проблема учета торможения метеороида является принципиальной при астрономической интерпретации результатов радиолокационных наблюдений.

На рис. 1 приведен график, иллюстрирующий образование головного эхо. Здесь МРЛС – метеорная радиолокационная станция; R – наклонная дальность до головы метеора в некоторый момент времени t ; R_0 – минимальная наклонная дальность до головы метеора в момент t_0 ; s – путь, который преодолевает метеороид за время $t_0 - t$. Очевидно, что, измеряя наклонные дальности до метеороида в определенные моменты времени, можно найти его скорость v и торможение a .

Из анализа рисунка следует, что

$$R^2 = R_0^2 + s^2 = R_0^2 + v^2(t - t_0)^2. \quad (1)$$

Как следует из (1), зависимость «дальность – время» головного эхо при условии, что торможение мало, можно аппроксимировать полиномом второй степени, а мгновенная скорость метеороида определяется выражением вида:

$$v = \frac{\sqrt{R^2 - R_0^2}}{|t - t_0|}. \quad (2)$$

Торможения метеороида находим как производную скорости по времени:

$$a = \frac{\partial v}{\partial t}. \quad (3)$$

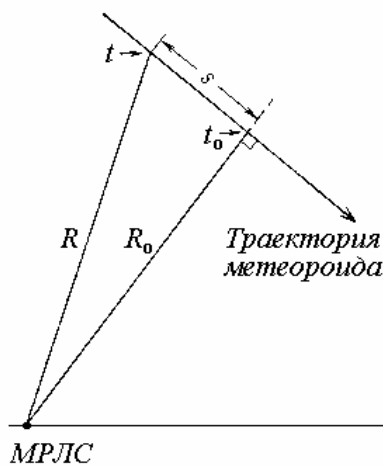


Рис. 1

В настоящее время при радионаблюдениях на волнах $\lambda \geq 4$ м скорость метеоров определяется обычно дифракционным методом [3]. Однако дифракционный метод с использованием одной приемной станции дает значение скорости только в одной точке на следе и не позволяет измерять торможение метеорных тел. Методом «дальность – время» может быть получено изменение скорости метеороида в течение всего периода видимости головного эха. У дифракционного метода есть и другие существенные недостатки: этот метод является косвенным [2] и, кроме того, он обладает высокой аппаратурной избирательностью, что искажает оценки распределений метеороидов по скоростям [6] и, следовательно, и по элементам орбит.

Хотя МРЛС ХНУРЭ (МАРС) проектировалась как многостанционная система для определения орбит метеоров, в течение нескольких лет на ней проводились измерения численности отражений от следов в атмосфере Земли. Регистрация велась на фотопленку. Таких пленок в архиве ХНУРЭ накопилось несколько десятков километров, а количество головных эхо на них измеряется тысячами, что в десятки раз превышает количество таких регистраций, полученных во всем остальном мире. Однако технические характеристики МАРС [4] таковы, что головных эхо с двумя ветвями (см. рис.2 и рис.3) очень мало. Подавляющее большинство имеющихся изображения головных эхо представляют собой нисходящую ветвь параболы. Цель работы – определить, как зависит оценки скорости и торможения от величины имеющегося участка кривой дальность-время.

Для достижения поставленной цели мы использовали метод математического моделирования: нашли в литературе [5] практически идеальное головное эхо (приведено на рис. 2), разработали алгоритм и программы его обработки, искусственно укорачивая его (отсекая левую ветвь), привели к такому виду, который соответствовал имеющимся регистрациям из фотоархива ХНУРЭ, обрабатывали этот кадр и сравнивали результаты обработки эхо приведенного на рис. 2, с результатами обработки «урезанного» эхо.

На рис. 2 приведена копия фотоизображения выбранного в качестве эталона головного эхо. Предварительная обработка изображения выполняется в три этапа: низкочастотная фильтрация с целью устранения неоднородностей, вызванных разными причинами, в частности, дефектами пленки, ее старением, дефектами проявления и т. д.; преобразование изображения в бинарное, фактически оцифровка изображения; сглаживание полученного оцифрованного изображения методом скользящего среднего (цифровой ФНЧ, рис. 3 – штриховая кривая); аппроксимация полученной кривой полиномом второй степени (сплошная кривая на рис. 3). Фактически мы уже нашли мгновенную скорость метеороида, породившего головное эхо, показанное на рис.2.

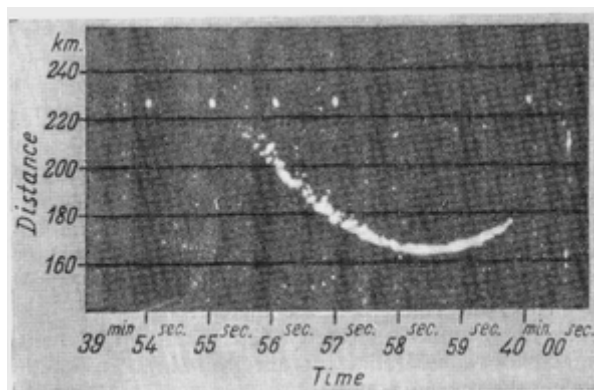


Рис. 2. Исходное изображение

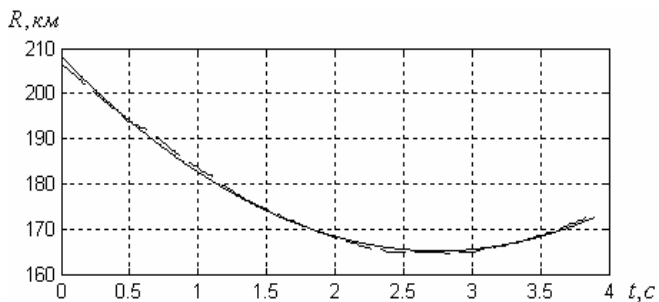


Рис. 3. Сглаженная и исходная кривые дальность время

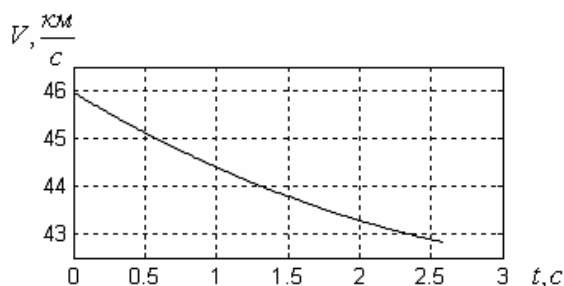


Рис. 4. График изменения скорости метеорного тела

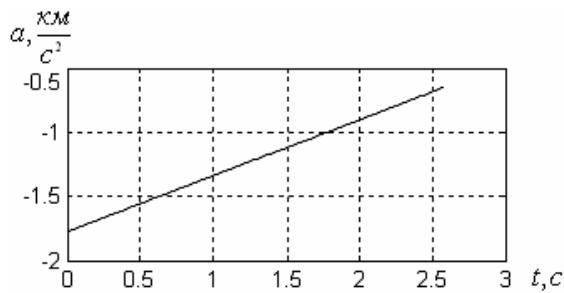


Рис. 5. График изменения торможения метеорного тела

На рис. 4, приведен график изменения мгновенной скорости, а на рис. 5 – торможения метеороида. По причинам, указанным выше, ограничив время значением $t = 2.6c$ – область, где $R \approx R_0$ и $t \approx t_0$, получаем среднюю скорость и торможение равными: $v = 44,2 \text{ км/с}$, $a = 1,2 \text{ км/с}^2$.

Будем укорачивать исходную кривую дальность-время (рис. 3) и тем самым приближаться к таким эхо, как те, что имеются в базе ХНУРЭ. Значения R_0 и t_0 получим путем экстраполяции кривой на необходимом нам интервале времени. Естественно они будут отличаться от эталонных, что и внесет погрешность в оценки скорости и торможения.

На рис. 6 и 7 в качестве примера приведены два таких усеченных головных эхо. Здесь пунктирной линией показано эталонное эхо; тонкой сплошной – экстраполяция усеченных эхо (позволяет найти оценки R_0 , t_0 и, следовательно, скорость и торможение); жирной линией выделен тот участок эталонного головного эхо, по которому выполнялась экстраполяция.

В таблице приведены некоторые результаты моделирования. Чтобы было с чем сравнивать напомним, что значение $\Delta v = 0.8$ соответствует погрешности измерения скорости оптическим – самым точным – методом. Стандартное отклонение оценок скорости метеороида, полученных дифракционным методом, в зависимости от значения средней скорости изменяется от 1 до 4 км/с. Таким образом, при условии, что зарегистрированное головное эхо, имея только ниспадающую ветвь даже не включающую точку с координатами (R_0, t_0) , позволяет получить оценки средней скорости с погрешностью приблизительно такой же, какую обеспечивает дифракционный метод, но, кроме того, найти еще и оценки торможения.

В качестве примера найдем оценки скорость и торможения для одного из имеющихся в фотоархиве ХНУРЭ головного эхо. На рис. 8 показан фрагмент пленки, где было обнаружено головное эхо. Это эхо зарегистрировано как сдвоенное. Объясняется это работой устройства защиты от помех: каждый импульс, излучаемой МРЛС последовательно, дает при наличии полезного сигнала две засвеченных точки на пленке, сдвинутых на фиксированную величину во времени. При этом шумы и помехи на пленке представлены в виде хаотически разбросанных точек. Как следует из анализа трека, полученного из-за явления головного эхо, участок кривой дальность-время явно не достигает точки с

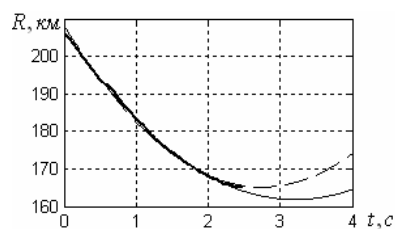


Рис. 6

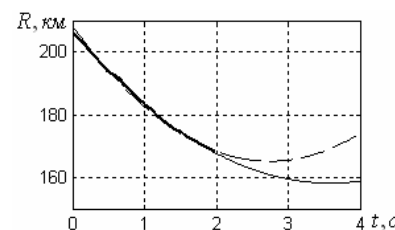


Рис. 7

Таблица

$\Delta t, c$	$\Delta v, \text{ км/с}$	$\Delta a, \text{ км/с}^2$
3.5	0.8	0.32
3	2.4	0.30
2.5	5.7	0.32
2	7.9	0.26

координатами (R_0, t_0) , поэтому сначала необходимо экстраполировать кривую так, чтобы получить оценку этих координат. На рис. 9 волнистой линией показано отфильтрованное и сглаженное головное эхо. Здесь же плавной кривой приведено восстановленное эхо, по которому можно найти все необходимые для получения оценок мгновенных скорости и торможения метеороида. Среднее значение скорости и торможения равны: $v = 42,4 \text{ км/с}$, $a = 1,2 \text{ км/с}^2$.

На рис. 10 и 11 приведены графики изменения во времени скорости и торможения метеороида, породившего головное эхо, зарегистрированное в ХНУРЭ и представленное на рис. 8.

Конечно, алгоритмы обработки и программное обеспечение требуют дальнейшего усовершенствования и развития. Направление, куда следует двигаться, понятно. Главный вывод таков: те данные, которые были получены в Харькове за многие годы измерений, содержат огромное количество уникальной информации, которую нужно только из них извлечь.

Литература

1. Бронштэн В. А. Физика метеорных явлений. М.: Наука. 1981. 416 с.

2. Волощук Ю.И., Кашеев Б.Л., Кручиненко В.Г. Метеоры и метеорное вещество. Киев: Наук. думка. 1989. 296 с.

3. Кашеев Б.Л., Волощук Ю.И., Ткачук А.А. и др. Метеорная автоматизированная радиолокационная система // Метеорн. исслед. – 1977, №4, с. 11-61.

4. Кашеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф. Метеорные явления в атмосфере Земли. М.: Наука. 1967. 260 с.

5. МакКинли Д. Методы метеорной астрономии. – М.: Мир, 1964. 384 с.

6. Черкас Ю.В. Аппаратурная избирательность при определении скоростей метеорных тел радиолокационным методом // XII Международный молодежный форум «Радиотехника и молодежь в XXI веке». – Харьков: ХНУРЭ, 2007. С. 38.

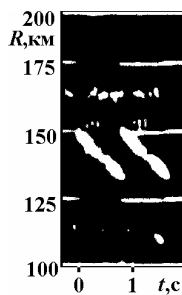


Рис. 8

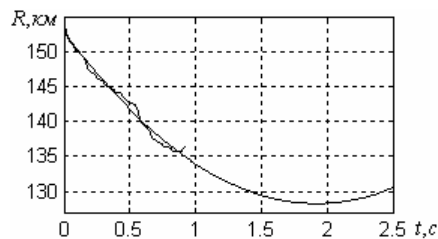


Рис. 9

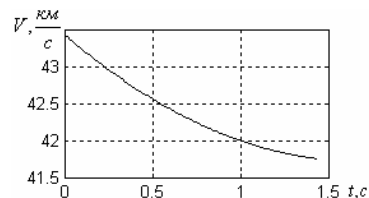


Рис. 10

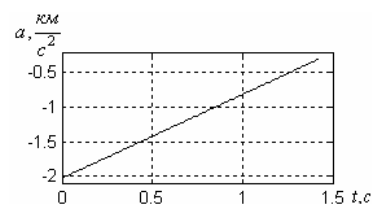


Рис. 11

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ АНАЛИЗА И ПОСТРОЕНИЯ GRID-СИСТЕМ ДЛЯ ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Шелестов А.Ю.

Институт космических исследований НАНУ-НКАУ

03680 МСП, Киев, 187, просп. Акад. Глушкова, 40, корп. 4/1,

тел. (044) 526-25-53, факс: (044) 526-41-24, e-mail: inform@ikd.kiev.ua

In this paper we give the state-of-the art and directions of analysis and construction of the Earth Observation Grid. The paper describes the architecture and components of the Earth Observation Grid that is being developed in the Space Research Institute NASU-NSAU. A number of real-world applications that are solved using the described Grid are also given.

Введение. Современный уровень информатизации общества характеризуется бурным развитием сложных распределенных систем (виртуальных организаций), включающих высокопроизводительную вычислительную технику и хранилища данных больших объемов. Многие из этих систем активно функционируют и базируются на Grid-технологии, обеспечивающей для пользователя легкий («прозрачный») доступ к ресурсам виртуальной организации. Наблюдаются тенденции интеграции отдельных систем в еще более сложные структуры. Важнейшей международной инициативой по созданию глобальных систем в интересах устойчивого развития является «система систем» GEOSS (Global Earth Observation System of Systems) [1], которая должна интегрировать существующие в мире системы, связанные с использованием наблюдений Земли.

Украина в числе более 70 стран заявила о своем участии в создании системы GEOSS. С Европейским космическим агентством (ЕКА) и Французской академией наук достигнуты договоренности о включении информационных и вычислительных ресурсов НАНУ и НКАУ в международную систему Wide Area Grid (WAG), которая разрабатывается по инициативе комитета CEOS (Committee on Earth Observation Satellites) [2]. Проект WAG инициирован группой по информационным технологиям WGISS комитета CEOS и направлен на создание «горизонтальной» инфраструктуры (системы), которая должна обеспечить эффективное взаимодействие между различными странами и организациями. Работы, выполняемые в рамках инициативы WAG, должны стать вкладом в развитие системы GEOSS.

В настоящее время единственно возможной технологией для решения этой задачи является Grid [3, 4]. Ниже приведено лишь самое последнее определение Grid-технологии, которое по существу отражает результат ее развития за последние десять лет.

Grid-система представляет собой программное обеспечение среднего уровня (middleware), работающее в соответствии с концепцией Web-служб и позволяющее обеспечить интеграцию распределенных информационных и вычислительных ресурсов, принадлежащих различным административным доменам, в единую виртуальную организацию (ВО) — временное объединение географически распределенных организаций для совместного решения сложных задач.

Первые Grid-системы появились в начале 1990-х годов и были связаны с решением наукоемких и сложных задач в области физики и исследования космоса (DataGRID, TerraGRID). В последние годы Grid-технологии получили широкое распространение для решения большого спектра задач в разных областях человеческой деятельности. Список наиболее масштабных проектов, связанных с разработкой GRID-технологий, содержится в работах [3, 4, 5]. Одним из наиболее показательных примеров Grid-систем является система, разработанная организацией CERN [6], которая предназначена для обработки данных большого адронного ускорителя LHC (Large Hadron Collider). Достаточно большое количество Grid-систем разрабатываются и для прикладной области обработки спутниковых данных. Более того, системы в данной прикладной области следует отнести к отдельному классу, для которого характерен ряд важных особенностей, в частности, использование данных из многих источников, а также необходимость поддержки выполнения заданий со сложной структурой [7].

Актуальность анализа и моделирования Grid-систем наблюдения Земли. Однако, несмотря на живой интерес к созданию Grid-систем обработки спутниковых данных, число успешно реализованных проектов на сегодняшний день достаточно мало. Чтобы определить общие принципы и концептуальные основы их построения, выделить основные научные задачи, возникающие при создании Grid-систем, а также построить модель типичной системы и оценить правильность такого подхода, нужно проанализировать международный опыт создания подобных систем. В то же время нужно осознавать тот факт, что в настоящее время отсутствует комплексная методология анализа и построения таких сложных систем, а многие системы, основанные на Grid-технологии, строятся интуитивно. Поэтому чрезвычайно важно разработать такой комплексный подход, который позволил бы повысить качество функционирования таких систем, а также обеспечить доступность информации, эффективную визуализацию и поддержку выполнения заданий со сложной структурой. В Институте космических исследований НАНУ-НКАУ уже сейчас успешно выполняются работы в данном направлении. Решение сформулированной выше научно-прикладной проблемы требует решения ряда задач, возникающих на системном уровне при построении и анализе Grid-инфраструктуры для задач исследования Земли.



Рис. 1. Иерархия задач исследования Grid-систем согласно [8]

Согласно [8] исследование таких систем на всех этапах жизненного цикла (при создании, в процессе функционирования и при необходимости расширения) должно выполняться на основе декомпозиции и структурно-функционального анализа с целью последующей системной оптимизации и эффективного управления.

2. Одним из основных свойств Grid-систем для задач исследования Земли является интенсивное использование разными пользователями географически удаленных сетевых хранилищ и мощных вычислительных ресурсов. Поэтому требуется обеспечить бесконфликтность взаимодействия с общей памятью и общими ресурсами, т.е. синхронизировать доступ, элементов Grid-системы к общим ресурсам.

Согласно классификации [8] эти две задачи относятся к третьему уровню иерархического дерева задач системного анализа и позволяют получить информационное обеспечение принятия решений (рис. 1). Информационное обеспечение и работа системного аналитика должны базироваться на результатах качественного и количественного анализа работы системы на втором уровне иерархического дерева, к которому в контексте Grid-систем исследования Земли относятся следующие задачи оценивания состояний, а также математического моделирования и объектно-ориентированного анализа.

Системный подход к исследованию Grid-систем наблюдения Земли. Иерархия возникающих задач в иерархическом дереве задач системного анализа согласно [8] приведена на рис. 1.

Более подробно основные задачи проанализированы ниже.

1. Grid-система исследования Земли является сложной, многоуровневой и иерархической (СМИС), т.е. представляет собой «целостный объект, образованный из функционально разнотипных систем, структурно взаимосвязанных иерархической подчиненностью и функционально объединенных в интересах достижения заданных целей при определенных условиях» [8]. Поэтому со-

3. Для повышения эффективности распределения нагрузки и эффективного управления нагрузкой на ресурсы системы и потоками выполнения задач необходимо разработать методы оценивания загруженности и состояния системы и ее отдельных компонентов.

4. Важнейшим свойством Grid-систем для задач исследования Земли является сложность потоков выполнения задач. Для повышения эффективности решения задач исследования Земли, характеризующихся сложным потоком выполнения (с учетом возможности распараллеливания отдельных этапов и повторного использования существующих компонентов), необходимо построить объектную модель задач и потоков выполнения.

К самому нижнему (первому) уровню иерархического дерева задач системного анализа согласно классификации [8] относятся эксперименты, мониторинг и обработка измерительных данных.

5. В состав Grid-систем входят аппаратные и информационные ресурсы, принадлежащие различным административным доменам. Задачи информационной безопасности отдельных ресурсов (кластеров, хранилищ и сетевых коммуникаций) в рамках административных доменов решаются с использованием политик и средств безопасности этих доменов. Однако при включении этих ресурсов в состав виртуальной организации (Grid-системы) возникают новые угрозы безопасности этих ресурсов, связанные в первую очередь, с аномальной деятельностью пользователей этой системы. Поэтому наряду с использованием стандартных средств выявления вторжений и политик безопасности актуальной задачей мониторинга ресурсов в контексте их принадлежности к виртуальной организации является анализ аномальной деятельности пользователей этой системы и анализ угроз информационной безопасности на уровне виртуальной организации.

6. Учитывая организационную сложность и высокую стоимость проведения натуральных экспериментов в реальных Grid-системах, для определения требуемых параметров инфраструктуры с учетом специфики решаемых задач, оценки максимальной нагрузки, выявления «узких мест» и решения других важных задач необходимо использовать имитационное моделирование. Поэтому важной задачей является построение имитационной модели Grid-системы с учетом специфики задач исследования Земли и соответствующих программных средств.

Приведенный перечень задач исследования Grid-системы охватывает первоочередные проблемы, отражающие специфику систем, связанных с решением задач исследования Земли. Решение перечисленных задач обеспечивает создание комплексной методологии анализа, моделирования и построения Grid-систем, предназначенных для решения задач со сложным потоком выполнения и интенсивным использованием больших объемов геопространственных данных.

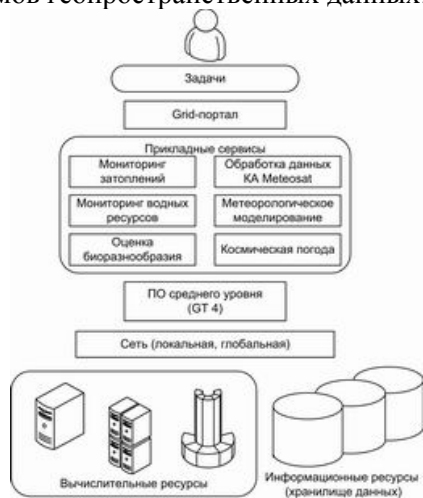


Рис. 2. Трехуровневая логическая архитектура UASpaceGrid

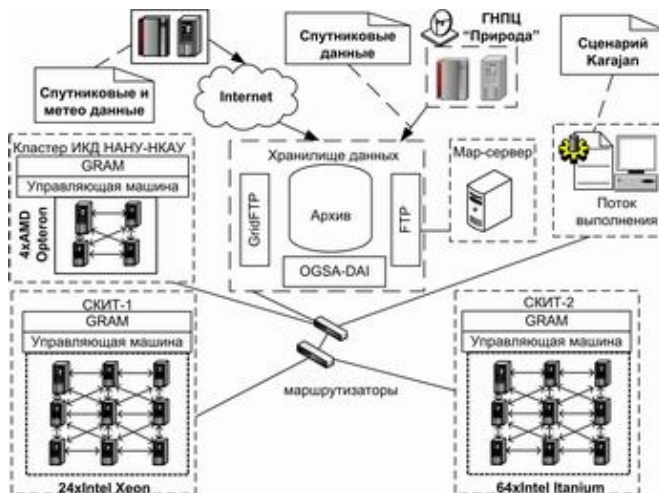


Рис. 3. Физическая архитектура Grid-системы UASpaceGrid

Анализ структуры и поведения Grid-систем имеет не только теоретическое, но и прикладное значение. Моделирование Grid-систем и информационно-вычислительных сетей (ИВС) выполняется на разных стадиях жизненного цикла системы. С практической точки зрения можно выделить три основных типа задач. Задачи первого типа относятся к моделированию еще несуществующей (разрабатываемой) системы с целью определения ее параметров для обеспечения заданного уровня обслуживания. Второй тип задач связан с моделированием существующей инфраструктуры и определением ее рабочих характеристик при функционировании в предельных режимах. Задачи третьего типа являются комбинированными и связаны с исследованием существующей системы с целью модернизации ее инфраструктуры (аппаратного и программного обеспечения). Моделирование Grid-систем позволяет решить следующие практические задачи:

- определение реальных параметров инфраструктуры, которая сможет обеспечить требуемое качество обслуживания пользователей;
- оценка интенсивности нагрузки;
- выбор конфигурации, оптимальной с точки зрения производительности;
- выявление «узких мест» и прогнозирование потенциального сокращения производительности системы;
- поиск наиболее оптимального (с точки зрения отношения затраты/стоимость) способа модернизации системы;
- маршрутизация и оптимальное распределение ресурсов для решения вычислительных задач в науке, технике и бизнесе;
- определение предельных значений параметров производительности системы.

При этом учитывается тот факт, что основным практическим требованием к развитию Grid-систем исследования Земли является совместимость с аналогичными международными системами, в том числе GMES и GEOSS, а также соответствие международным стандартам построения открытых систем.

Большая часть перечисленных выше задач была решена при построении Grid-системы обработки спутниковых данных EOGrid, разрабатываемой специалистами Института космических исследований НАНУ-НКАУ. Ее логическая архитектура, на которой приведен перечень решаемых задач, представлена на рис. 2, а физическая архитектура — на рис. 3.

Прикладные сервисы UASpaceGrid. В рамках разработанной Grid-системы на основе программного инструментария Globus Toolkit 4 был реализован набор сервисов, связанных с обработкой спутниковых данных и предоставлением соответствующих результатов в графической форме. К прикладным сервисам относятся следующие:

- обработки данных КА MSG (рис. 4);
- метеорологического моделирования (рис. 5);
- мониторинга загрязненности водных ресурсов (рис. 6);
- мониторинга затоплений (рис. 7);
- оценки биоразнообразия (рис. 8);
- прогнозирование параметров космической погоды (рис. 9).

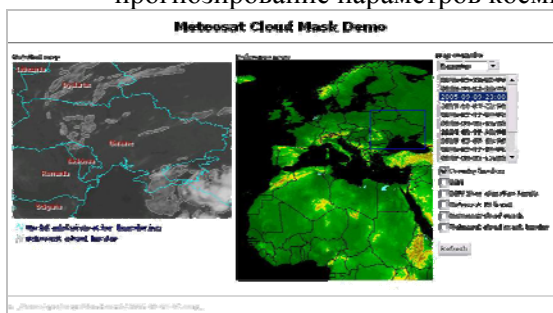


Рис. 4. Визуализация результатов обработки данных КА Meteosat



Рис. 5. Сервис метеорологического моделирования



Рис. 6. Интерфейс сервиса мониторинга водных ресурсов

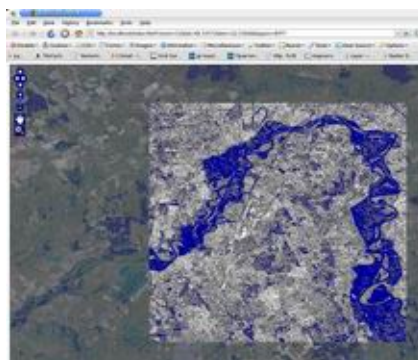


Рис. 7. Результаты работы сервиса определения площадей затопленных территорий

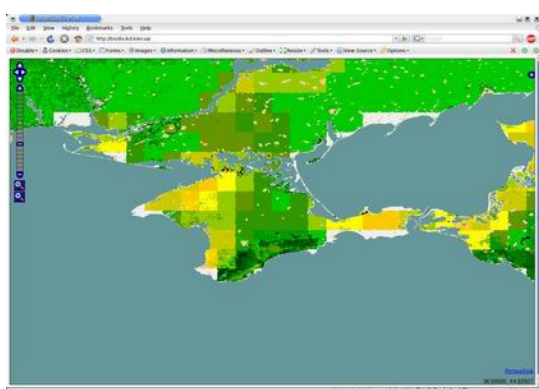


Рис. 8. Визуализация результатов оценки биоразнообразия



Рис. 9. Интерфейс пользователя на портале системы «Космическая погода»

Большинство из перечисленных сервисов требуют ресурсоемких вычислений и интеграции разнородных данных, поэтому для их реализации UASpaceGrid должна обладать свойствами как информационной, так и вычислительной Grid-системы. К таким сервисам относятся метеорологическое моделирование, мониторинг загрязненности водных ресурсов и затоплений. Другие задачи используют данные из одного источника, но являются вычислительно ресурсоемкими (обработка данных КА MSG и прогнозирование космической погоды). В этом случае UASpaceGrid функционирует как вычислительная Grid-система. При реализации сервиса оценки биоразнообразия UASpaceGrid выступает в роли информационной Grid-среды.

Для обеспечения удобства работы пользователя с системой UASpaceGrid разработаны несколько служебных сервисов, которые имеют самостоятельное значение и будут описаны в отдельных разделах. К их числу относятся:

- сервис каталогизации и доступа к данным;
- сервисы визуализации.

Выводы. Таким образом, следует отметить, что в Институте космических исследований НАНУ-НКАУ выполнено ряд важных работ по анализу и исследованию Grid-систем для задач исследования Земли. Полученные результаты применены для построения реальной Grid-системы, предназначенной для обработки данных спутниковых наблюдений. Ее модульная структура системы обеспечивает возможность повторного использования ее компонентов. Так, например, сервис метеорологического моделирования используется не только в качестве отдельного прикладного сервиса, но и на основе усвоения данных обеспечивает дополнительную информацию для мониторинга паводков и загрязненности водных ресурсов. Кроме того, для получения результатов решения всех

прикладных задач используются общие сервисы доступа к данным и визуализации, которые упоминались выше.

Следует также заметить, что два из упомянутых выше сервисов (биоразнообразия и метеорологического моделирования) зарегистрированы в пилотной архитектуре «системы систем» GEOSS. Их можно считать вкладом Украины в развитие этой глобальной системы наблюдения Земли.

Литература

1. Global Earth Observation System of Systems (GEOSS), 10-Year Implementation Plan Reference Document // Netherlands: ESA Publication Division, 2005. — 209 p.
2. Committee on Earth Observation Satellites, CEOS. — www.ceos.org.
3. Gentsch W. Special issue on metacomputing : From workstation clusters to internet computing // Future Generation Computer Systems. — 1999. — 15. — P. 1-15.
4. Buyya R. Grid ComputingInfo Center. — <http://www.GridComputing.com>.
5. Baker M. Grid Computing. IEEE DS Online. — <http://www.computer.org/dsonline/gc>.
6. Грід — нова інформаційно-обчислювальна технологія для науки / А.Г. Загородній, Г.М. Зінов'єв, Є.С. Мартинов, С.Я. Свистунов, В.М. Шадуря // Вісник НАН України. — 2005. — № 6. — С. 17-25.
7. Dissemination and Exploitation of GRids in Earth sciencE. — <http://www.eu-degree.eu>.
8. Згуровский М.З., Панкратова Н.Д. Системный анализ: проблемы, методология, приложения. — К.: Наук. думка, 2005. — 744 с.

Секция № 5
**ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ, ИНФРАКРАСНЫЕ, РАДИО-
И ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ,
РАСПОЗНАВАНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ**

ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ УСИЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЙ В СОВРЕМЕННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Кучер Д.Б., Тараненко С.В., Ролик Н.Н., Зонтова Т.В.

Севастопольский военно-морской ордена Красной Звезды институт им. П.С. Нахимова
99035, Севастополь, ул. Дыбенко, 1а, каф. Связи и АСУ, тел. (0692) 53-36-06,

E-mail: 5945418@rambler.ru; LLV.Sev@mail.ru

Possibility of strengthening of vibrations is examined in the modern hydroacoustic systems due to creation of parametric effect in a magnetic liquid. The terms of realization of the parametric strengthening of sound vibrations are resulted in the chosen system.

Введение. Безопасность движения современных судов, проведение спасательных операций и координация водолазных работ неразрывно связана с излучением и распространением подводных звуков, главным образом, в естественных водоемах (океанах, морях, озерах и т.д.). Все эти действия невозможны без современных гидроакустических систем (ГАС) и средств звукоподводной связи. Принято считать, что дальность распространения под водой звуков слышимого диапазона (от 500 до 2000 Гц) достигает 15...20 км, а ультразвука — 3...5 км [1].

Однако, в естественных условиях кроме затуханий, обусловленных свойствами самой воды, сказывается соленость, температура, давление, а также рассеяние и поглощение звука мелкими посторонними частицами [1, 2]. В ультразвуковом диапазоне, когда длины волн очень малы, оказывают влияние даже мелкие неоднородности (микроорганизмы, пузырьки газов и т.д.). Таким образом, с повышением частоты звуковых колебаний дальность их распространения сокращается на несколько порядков [2]. Увеличить дальность работы современных ГАС и средств звукоподводной связи возможно за счет использования параметрического эффекта, впервые экспериментально доказанного в работе [3]. Однако, данный эффект был получен для создания акустических колебаний сильнооточными релятивистскими электронными пучками [4], генераторы которых имеют значительные массогабаритные показатели по сравнению с существующими ГАС, что снижает их мобильность. Не менее важным критерием применимости существующих ГАС является способность выдерживать гидростатические давления до 1000 кг/см^2 [2], что невозможно для сильнооточных релятивистских генераторов. В этом отношении наиболее приемлемо использование излучателей именно существующих ГАС для последующего усиления гидроакустических сигналов.

Таким образом, целью данной работы является исследование возможности параметрического усиления сигналов существующих ГАС и средств звукоподводной связи.

Основной материал. Принцип действия параметрического усилителя неразрывно связан с изменением макроскопических свойств магнитных жидкостей (ультрадисперсных коллоидов ферро- и ферримагнетиков) в некотором замкнутом объеме под воздействием внешнего магнитного поля [3]

$$H = H_0 + H_1 \cos \omega_0 t, \quad (1)$$

где H_0 — поле намагничивания, H_1 — амплитуда переменного магнитного поля первичных колебаний, ω_0 — циклическая частота.

Как допущение примем однородность магнитного поля в продольном и поперечном направлениях. В качестве задающего генератора для создания первичных колебаний можно использовать существующие излучатели ГАС, построенные на пьезоэлектрическом или магнитострикционном эффектах [2].

От мембраны задающего генератора в магнитной жидкости возбуждается акустическая волна, которую можно усилить изменением плотности магнитной жидкости под воздействием внешнего поля с частотой ω_0 . От соотношения частот звуковой волны

и переменного магнитного поля зависит возможность возникновения параметрического резонанса.

Потому далее рассмотрим условие возникновения параметрического резонанса в выбранной системе.

Ориентации магнитных моментов в направлении приложенного поля препятствует тепловое движение. Согласно теории парамагнетизма для намагниченности M магнитной жидкости независимо от механизма намагничивания выполняется закон Ланжевена [4]

$$M = M_0 \left[\operatorname{cth} \left(\frac{mH}{kT} \right) - \frac{kT}{mH} \right], \quad (2)$$

где $m = M_s V$, M_s — намагниченность насыщения материала частицы, V — ее объем, T — температура, k — постоянная Больцмана, $M_0 = nm = \varphi M_s$, φ — объемная концентрация твердой фазы, n — концентрация взвешенных частиц.

Магнострикционный эффект будем описывать формулами [3]:

$$\eta = \frac{V - V_0}{V_0} = \frac{2\pi}{k_s} M^2, \quad (3)$$

$$\Delta p = p - p_0 = -k_s \eta = -k_s \frac{V - V_0}{V_0} = -2\pi M^2, \quad (4)$$

где η — относительное изменение объема магнитной жидкости, $k_s = -V \frac{\partial p}{\partial V}$ — сжимаемость жидкости, Δp — стрикционное изменение давления.

Процесс параметрического возбуждения магнитной жидкости (в рамках приближения ее к идеальной) описывается уравнениями Эйлера [3]. При одномерном приближении для гидроакустического волновода стрикционный эффект описывается следующим выражением

$$\rho_0 = \frac{\rho_L}{1 + \frac{2\pi}{k_s} M^2} \approx \rho_0 \left(1 - \frac{2\pi}{k_s} M^2 \right), \quad (5)$$

где ρ_L — плотность магнитной жидкости в отсутствие внешнего магнитного поля.

При этом магнитный момент единицы объема магнитной жидкости удобно представить в виде [3]:

$$M(x) = M_L (1 + \alpha \cos \omega_0 t), \quad (6)$$

где $M_L = M_0 L_0$ — магнитный момент единицы объема жидкости в постоянном магнитном поле, $\alpha = \frac{H_1}{H_{eff}}$, $H_{eff} = \frac{kTL_0}{mL_1}$.

Акустические колебания будут раскачиваться с максимальным инкрементом при выполнении условия параметрического резонанса [3]

$$\omega_k \approx \frac{\omega_0}{2}. \quad (7)$$

Инкремент параметрической неустойчивости при этом равен:

$$\gamma = \sqrt{\frac{h^2 \omega_k^4}{4\omega_0^2} - \left(\omega_k - \frac{\omega_0}{2} \right)^2}. \quad (8)$$

Из выражения (7) следует условие параметрического резонанса:

$$2\omega_k \left(1 - \frac{h}{4} \right) < \omega_0 < 2\omega_k \left(1 + \frac{h}{4} \right). \quad (9)$$

Максимальное значение инкремента достигается при $\omega_k = \omega_0 / 2$:

$$\gamma_{\max} = \frac{h}{4} \omega_k = \frac{h}{8} \omega_0, \quad (10)$$

где $h = 2\alpha \frac{\Delta\rho}{\rho_L}$, откуда видно, что инкремент параметрического возбуждения акустической волны пропорционален амплитуде переменного поля.

Итак, для параметрического усиления гидроакустических колебаний существующих ГАС можно предложить структуру (рис. 1), которая включает излучатель, преобразующий электрическую энергию в акустическую 1, гидроакустический волновод, заполненный магнитной жидкостью 2, соленоид, магнитное поле которого изменяет плотность магнитной жидкости 3, и мембрану 4, передающую усиленные гидроакустические колебания в окружающую среду.

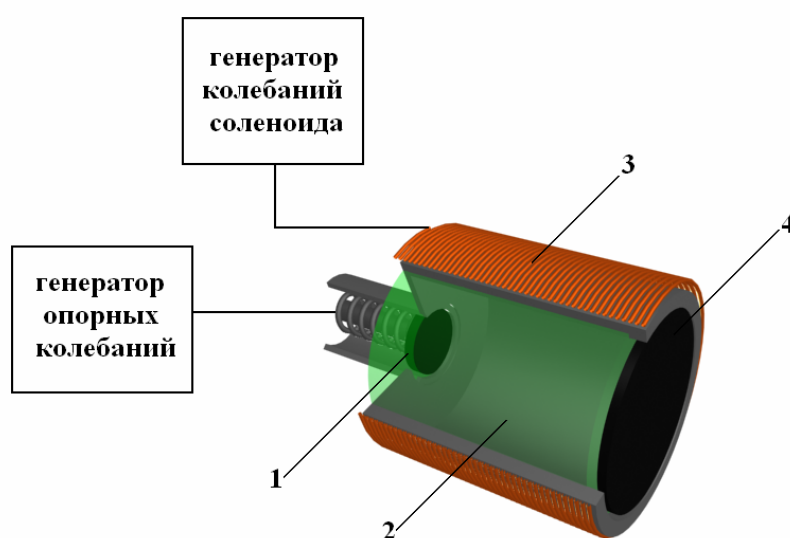


Рис. 1. Структурная схема гидрофона с магнитной жидкостью:
 1 — излучатель, преобразующий электрическую энергию в акустическую;
 2 — гидроакустический волновод, заполненный магнитной жидкостью;
 3 — соленоид; 4 — излучающая мембрана

Возникновение параметрического эффекта на частоте 47 Гц наглядно демонстрируют экспериментальные осциллограммы, приведенные на рис. 2 [3].

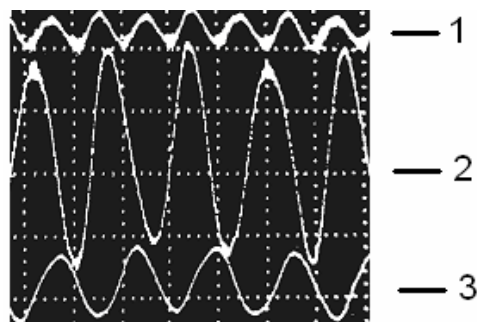


Рис. 2. Осциллограммы колебаний выходной мембраны вызванные:
 1 — колебаниями магнитной жидкости; 2 — усиленным сигналом;
 3 — входным сигналом

Выводы. Таким образом, совокупность теоретических и экспериментальных результатов исследования параметрического усиления с использованием магнитных жидкостей позволяет предположить возможность генерации акустических колебаний, с амплитудой, превышающей на порядок номинальные значения современных гидроакустических станций.

Литература

1. Справочник по гидроакустике / [Евтютов А.П., Колесников А.Е., Корепин Е.А. и др.]. — [2-е изд., перераб. и доп.]. — Л.: Судостроение, 1988. — 552 с.
2. Акустические подводные низкочастотные излучатели / [Римский-Корсаков А.В., Ямщиков В.С., Жулин В.И., Рехтман В.И.]. — Л.: Судостроение, 1984. — 184 с.
3. Балакирев В.А. Параметрическое усиление акустических колебаний в магнитной жидкости / В.А. Балакирев // Математика, природознавство, технічні науки : доповіді НАН України 2003.— №2. — С. 78—84.
4. Егоров А.М. Возбуждение гидроакустических колебаний импульсными сильноточными релятивистскими электронными пучками / А.М. Егоров, А.Г. Пономарев, О.Л. Рак, В.Т. Уваров // Импульсные процессы в механике сплошных сред : V междунар. науч. школа–семинар: тезисы докл. — Николаев. — 2003. — С. 106—107.
5. Блум Э.Я. Магнитные жидкости / Э.Я. Блум, А.О. Цеберс. — М.: Знание, 1989. — 254 с.

АДАПТИВНОЕ УСТРОЙСТВО ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ОБ ОБНАРУЖЕНИИ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

Седышев С.Ю., Гуцев Р.А.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
Республика Беларусь, 220057, Минск-57, кафедра радиолокации и приемо-передающих устройств. Тел.+375172874379,

E-mail: sedgor@yandex.ru

The report considered the optimum device characteristics constructing a decision about the discovery of optimal for optical electronic systems with television-type signal Gaussian statistics.

Введение. В задачах обнаружения сигналов на фоне помех в оптико-электронных системах (ОЭС) телевизионного типа наиболее распространенным критерием оптимальности является критерий Неймана – Пирсона (КНП). При его использовании средний риск принятия ошибочных решений минимизируется при дополнительном условии фиксации вероятности ложной тревоги за счет выбора соответствующего порога обнаружения [4, 5]. Достижимый в этом случае минимум (условный) среднего риска не может быть меньше безусловного минимума, который обеспечивает байесовский критерий. Следовательно, процесс принятия решения об обнаружении по КНП не является строго оптимальным в целом [6,6].

Цель доклада – показать возможность совершенствования устройства принятия решений об обнаружении сигнала в ОЭС за счет использования формирователя порога обнаружения, оптимального по критерию минимума среднего риска (КМСР).

Адаптивное устройство принятия решения об обнаружении. В работах [6,6] показано, что для нахождения оптимального по КМСР порога обнаружения необходимо решить уравнение

$$l_0 \cdot p_n(Z_*) = p_{cn}(Z_*) \quad (1)$$

относительно Z_* , где l_0 – весовой множитель.

Реальный ПЗС-приемник излучения (ПИ) принимает фотоны полезного сигнала и фона, интенсивность которых распределена по закону Пуассона. В результате накопления законы распределения полезного сигнала и фона трансформируются и принимают нормальное распределение [1]. Используя статистику выходного сигнала ПИ, описанную гауссовским распределением, плотности распределения вероятностей при наличии и отсутствии полезного сигнала будут выглядеть следующим образом

$$\begin{aligned} p_n(Z) &= (1/\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_0^2}) \cdot \exp\left(-\frac{(Z - \bar{Z}_0)^2}{2 \cdot \sigma_0^2}\right), \\ p_{cn}(Z) &= (1/\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_1^2}) \cdot \exp\left(-\frac{(Z - \bar{Z}_1)^2}{2 \cdot \sigma_1^2}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где \bar{Z}_1 – среднее значение потока излучения смеси сигнала от цели и шума, \bar{Z}_0 – среднее значение потока излучения смеси сигнала от фона и шума, σ_1^2 – сумма дисперсий потока излучения от объекта, внешних и внутренних шумов, σ_0^2 – сумма дисперсий потока излучения внешних и внутренних шумов в проверяемом элементе разрешения ОЭС.

Подставляя выражения (2) в (1), и решая последнее относительно Z_* , получим

$$Z_* = \sigma_0^2 \cdot \ln(l_0 \cdot \sigma_1 / \sigma_0) / (\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0) + (\bar{Z}_1 + \bar{Z}_0) / 2. \quad (3)$$

Если считать, что среднеквадратическое значение потока, приходящего на вход ОЭС, остается постоянным в случае наличия и отсутствия цели, то на основании выражения (3) можно определить оптимальный порог обнаружения, используя контрастное отношение сигнал-помеха (ОСП) [1] $\mu = (\bar{Z}_1 - \bar{Z}_0) / \sigma_0$:

$$Z_* = \sigma_0 \cdot \ln(l_0) / \mu + \mu \cdot \sigma_0 / 2 + \bar{Z}_0. \quad (4)$$

В зависимости от уровня средней яркости фона и цели контрастное отношение сигнал-помеха может принимать как отрицательные, так и положительные значения. Поэтому для случая отрицательного и положительного контраста можно сформировать двойной оптимальный порог обнаружения

$$\lambda_{*opt}(\mu) = \begin{cases} \frac{\sigma_0 \cdot \ln(l_0)}{\mu} + \frac{\mu \cdot \sigma_0}{2} + \bar{Z}_0 & \text{если } \mu \geq 0 \\ -\left(\frac{\sigma_0 \cdot \ln(l_0)}{\mu} + \frac{\mu \cdot \sigma_0}{2}\right) + \bar{Z}_0 & \text{если } \mu < 0 \end{cases} \quad (5)$$

Для нахождения плотности вероятности распределения параметра μ необходимо пользоваться аппаратом адаптивного байесовского подхода. Суть которого, заключается в замене неизвестных параметров распределений их оценками, полученными известными способами [3]. Таким образом, задача получения адаптивного порога обнаружения оптимального по КМСП сводится к получению текущей оценки контрастного отношения сигнал-помеха ($\hat{\mu}$), дисперсии (σ_0^2) и среднего значения потока излучения от фона и шума (\bar{Z}_0) в проверяемом элементе разрешения для непосредственного вычисления порога обнаружения (5).

Сравнение эффективности обнаружителя оптимального по критерию МСП проводится по отношению к обнаружителю оптимальному по критерию Неймана-Пирсона путем анализа характеристик обнаружения при различных значениях μ и l_0 . Условная вероятность ложных тревог $F_{кмп}$ для критерия Неймана-Пирсона задано как 10^{-6} .

На рис. 1 показана зависимость ложной тревоги, а на рис. 2 – общий вид зависимости вероятности правильного обнаружения оптимального обнаружителя от ОСП при различных значениях весового множителя l_0 . В области малых ОСП ($\mu < 1$) из-за резкого роста порога обнаружения $\lambda_{*opt}(\mu)$ вероятность ЛТ F_{opt} становится меньше фиксированной по КНП $F_{кмп} = const$. Кроме того, при $\mu \rightarrow 0 \lim_{\mu \rightarrow 0} F_{opt} = 0$. В области $1 < \mu < 13$ ЛТ F_{opt} больше $F_{кмп}$, обеспечивая, таким образом, лучшие характеристики обнаружения по сравнению с КНП. При $\mu > 13$ F_{opt} опять становится меньше $F_{кмп}$, однако с ростом μ это уменьшение медленное, так что характеристики обнаружения в целом лучше, чем при КНП.

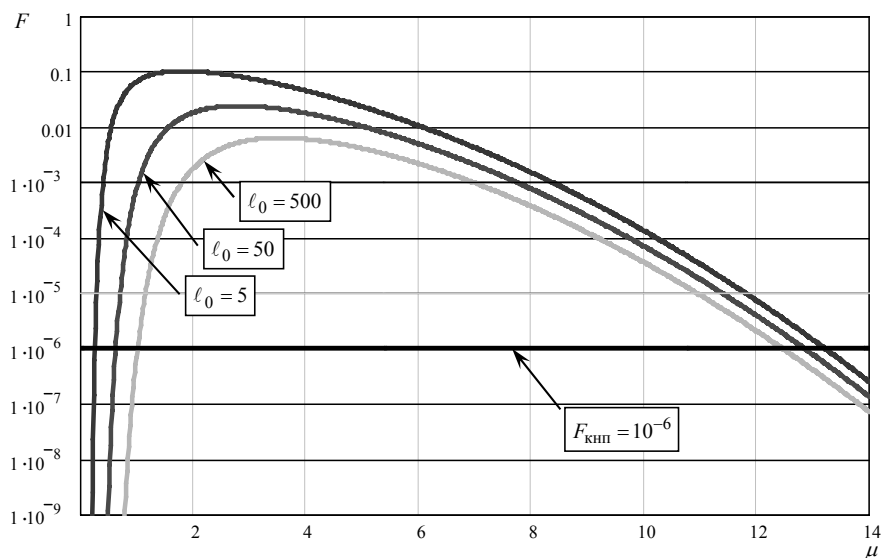


Рис. 1. Зависимости условной вероятности ЛТ от ОСП

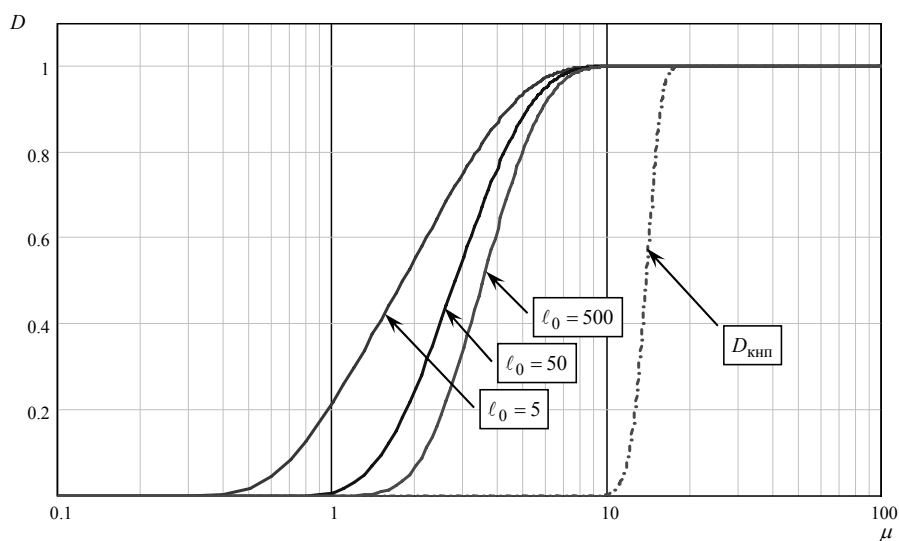


Рис. 2. Зависимости условной вероятности ПО от ОСП

Практическая реализация оптимального обнаружителя. Структурная схема устройства принятия решения, которая реализует алгоритм вычисления оптимального порога обнаружения (5), показана на рис. 3.

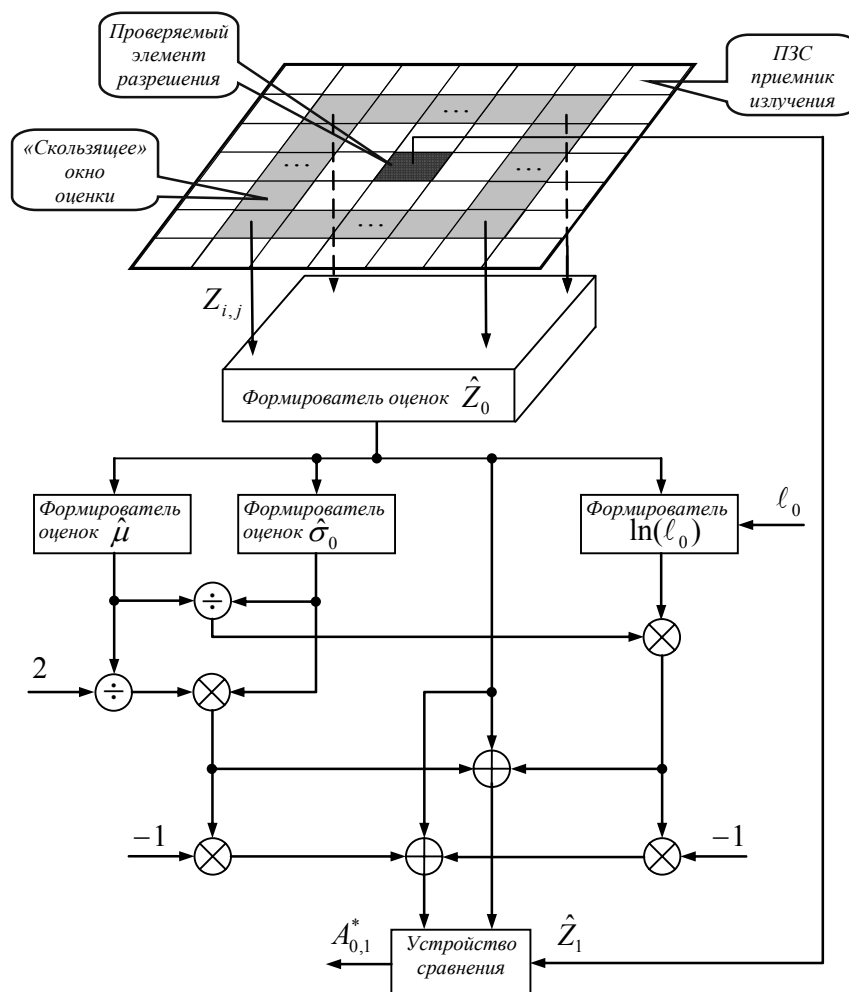


Рис. 3. Структура устройства принятия решения об обнаружении

Как правило, ОСП в проверяемом на наличие полезного сигнала элементе разрешения ОЭС неизвестно и подлежит оцениванию. Для нахождения оценок ОСП можно воспользоваться правилом получения классифицированной выборки в «скользящем» окне [4]. Для двумерного сигнала выражения оценок можно представить

$$\hat{Z}_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_i \Big|_{\mu=0}, \quad \hat{\sigma}_0 = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (z_i - \hat{Z}_0)^2}, \quad \hat{\mu} = \frac{1}{\hat{\sigma}_0} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_i - \hat{Z}_0 \right). \quad (6)$$

На рис. 4 показан вид порога обнаружения, который построен по КМСП для модели сигнала (кадра) с выхода ПЗС ПИ. Рисунок показывает, что данный порог обеспечивает уверенное обнаружение сигнала цели.

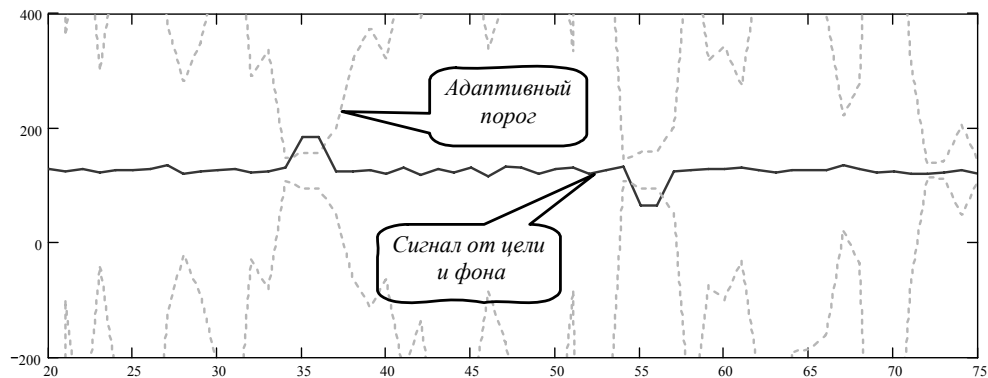


Рис. 4. Результат работы устройства принятия решения об обнаружении

Вывод

1. В докладе показаны возможность и теоретическое обоснование для совершенствования обнаружителей за счет применения порогов, оптимальных по КМСП в ОЭС телевизионного типа.

2. Для практической реализации алгоритма определения оптимального порога обнаружения можно воспользоваться приемом формирования классифицированной выборки в виде «скользящего окна» по анализируемым элементам разрешения.

3. Вычислительные возможности существующей цифровой элементной базы позволяют реализовать алгоритм определения оптимального порога обнаружения.

Литература

1. Якушенков Ю.Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. – М.: Логос, 2004. – 470 с.
2. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
4. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник/под ред. Ширмана Я.Д. М.: ЗАО «МАКВИС», 1998 – 828 с.
5. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. – М.: Воениздат, 1983. – 420 с.
6. Седышев С.Ю. Оптимизация принятия решения по критерию минимума среднего риска. Прикладная радиоэлектроника. №4, том 4, 2005 г. Харьков, с. 394-400.
7. Седышев С.Ю., Дечко А.А. Оптимизация обработки сигнала по критерию минимума среднего риска. – Информационно-измерительные и управляющие системы № 4, Изд. «Радиотехника», 2006 г.

О ВЛИЯНИИ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ВОЛН В КРИВОЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С АКУСТИЧЕСКИМ ЭКРАНОМ НА ЗВУКОВЫЕ ПОЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Кандрачук И.В.

Национальный технический университет Украины
00000, Киев, пр-т Победы, 37, корп. 12, факультет электроники,
каф. акустики и акустоэлектроники, (044) 454-90-72

E-mail: kandra4uk@gmail.com

The analysis of influence of frequent dispersion of waves is executed in the curvilinear systems, consisting of transducers and acoustic baffle, on descriptions of orientation of transducers.

Введение. Большое число устройств технической акустики, в особенности, гидроакустики, содержит акустические антенны, представляющие собой криволинейные системы, образованные из электроакустических преобразователей и акустического экрана. Преобразователи могут быть выполнены в виде тонкостенных круговых цилиндрических пьезокерамических оболочек, протяженность которых превышает длину рабочей волны в окружающей систему среде. Акустические экраны обычно выполняются из материала конечной звукопрозрачности. Обычно в системе экран размещается с той стороны кривой линии, которая образует внутреннюю полость системы. При изучении свойств системы рассматриваемого типа используются различные модельные представления как для преобразователей, так и для экранов.

В тех случаях, когда размеры преобразователей и экранов соизмеримы с длиной волны, свойства рассматриваемых систем существенно зависят от дифракционных эффектов.

Целью данной работы является изучение влияния взаимодействия плоской акустической волны с криволинейной цилиндрической решеткой, образованной из тонкостенных пьезокерамических цилиндрических преобразователей и акустического экрана конечной звукопрозрачности, на звуковые поля φ_0 , формируемые каждым преобразователем в составе системы.

Физической причиной изменения звукового поля преобразователя при работе его в составе системы является непрозрачность для звука тел, образующих эту систему. Из-за этой непрозрачности плоская волна, приходящая на систему, порождает возникновение многократного процесса обмена отраженными волнами между элементами системы, следствием которого является появление взаимодействия преобразователей в системе по звуковому полю. В итоге звуковое поле преобразователя в составе системы существенно отличается от такового для преобразователя, работающего вне системы. Продемонстрируем это на примере рассмотрения круговой и дуговой систем преобразователей с акустически мягким экраном во внутренней полости.

Сущность исследований. Задача аналитического определения звукового поля, возникающего при взаимодействии плоской волны с криволинейной системой, образованной из цилиндрических преобразователей и экрана конечной звукопрозрачности, частным случаем которого является акустически мягкий экран, была решена в работе [1]. Воспользуемся математическими выражениями этой работы для количественной оценки влияния многократного рассеяния волн на звуковые поля преобразователей, размещенных в круговой (рис. 1, а) и дуговой (рис. 1, б) системах с экраном.

На рис. 2 приведены результаты расчета характеристик направленности $\frac{\varphi_0(\alpha)}{\varphi_{0\max}}$ одиночных преобразователей в составе систем. Номера кривых соответствуют номерам преобразователей в системах.

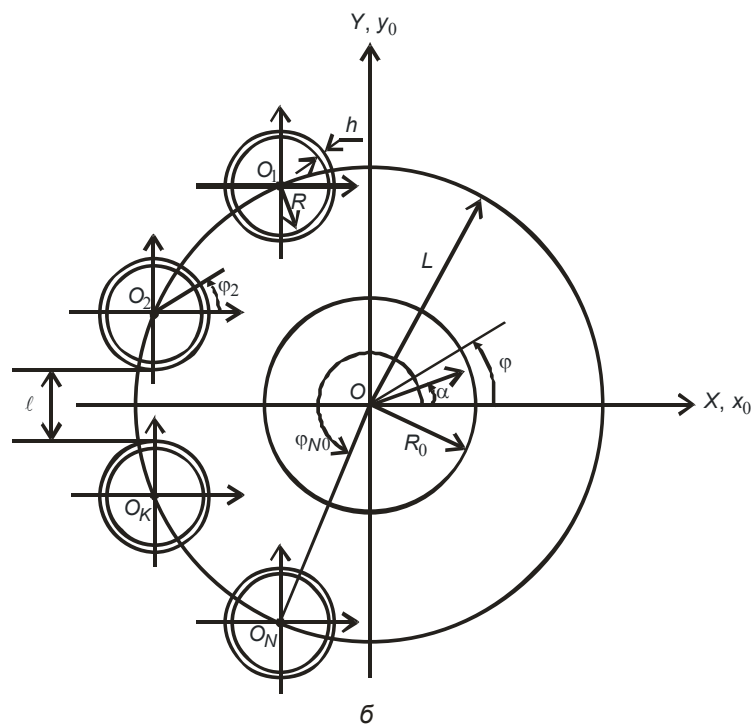
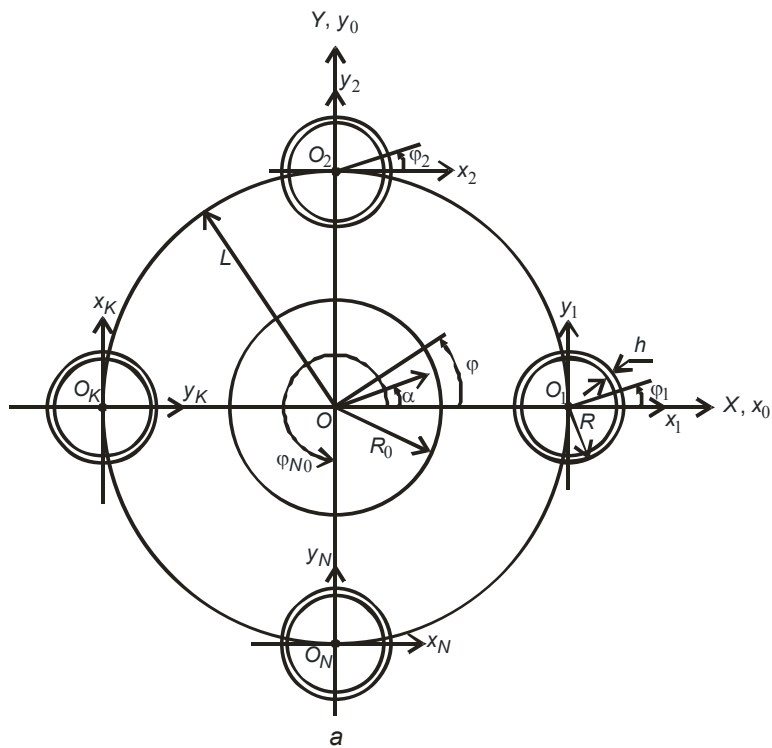


Рис. 1

Расчеты производились для следующих значений параметров систем и их элементов: $N = 4$; $L = 5R$; $R = 0,0675$ м; $h = 0,006$ м; $R_0 = 0,24$ м; расстояние в дуге между поверхностями соседних элементов $l = 0,09R$; $f = 4$ кГц; 10 кГц (частоты плоских падающих волн); $z_{\mu} = 1000$ Ом. Резонансная частота пульсирующих колебаний преобразо-

вателей в воде составляла 10 кГц. Количество членов, учитываемых в разложениях полей по цилиндрическим волновым функциям, выбиралось так, чтобы вклад последнего учитываемого члена не превышал 3...4% от суммарного получаемого результата. Системы располагались в жидкости с параметрами $\rho_0 = 10^3 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$ и $c = 1,5 \cdot 10^3 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ и возбуждались плоскими волнами с частотами 10 кГц и 4 кГц (обозначения со штрихом).

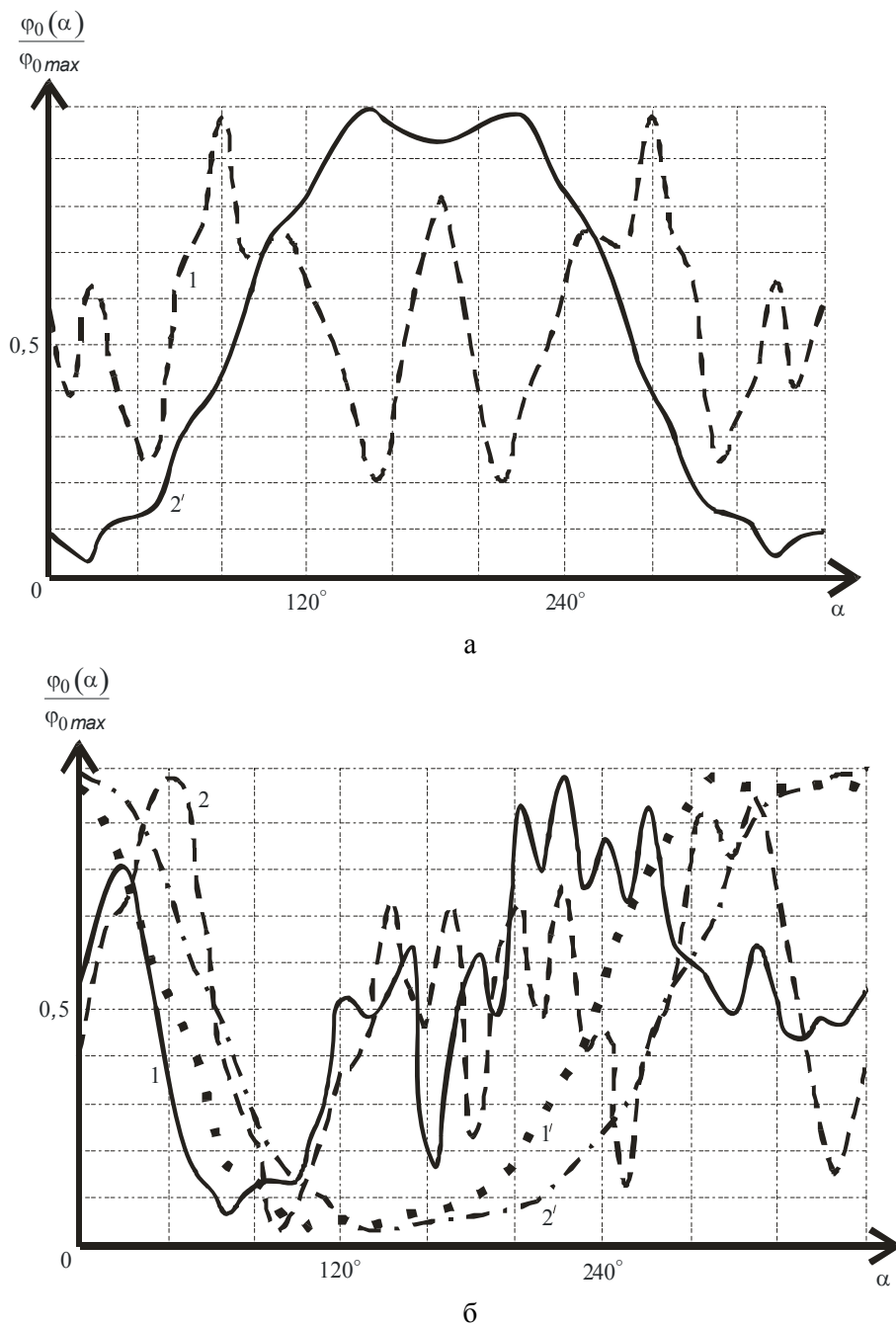


Рис. 2

Для обеспечения возможности сравнения характеристик преобразователей в составе и вне системы на рис. 3 приведены характеристики одиночного преобразователя, расположенного вблизи мягкого экрана. Кривые 1 построены для $f = 10$ кГц, кривые 1' – $f = 4$ кГц.

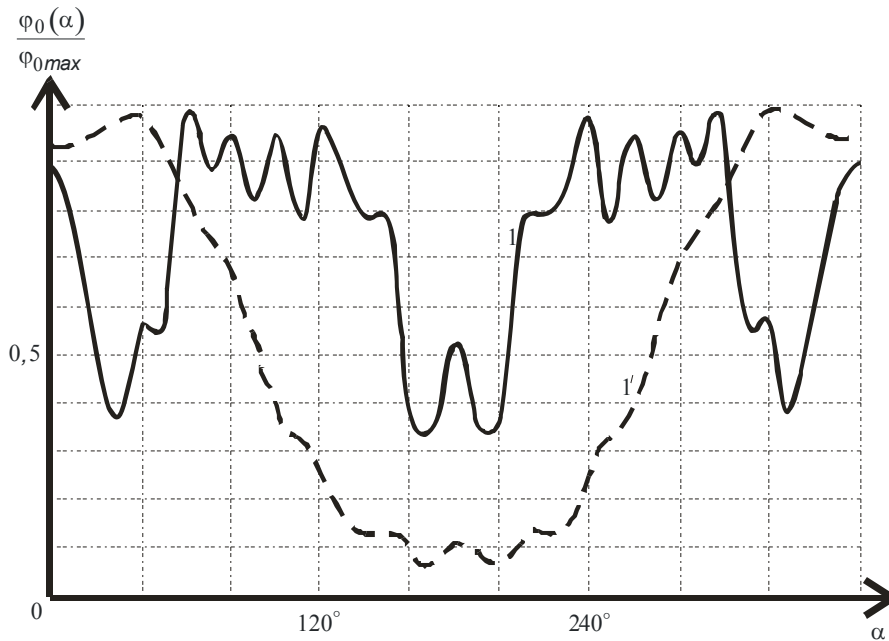


Рис. 3

Влияние взаимодействия элементов систем, обусловленного многократным обменом в системе рассеянными волнами между преобразователями и между преобразователями и экраном, на формирование волновых полей преобразователями в составе системы наглядно прослеживается путем сопоставления характеристик направленности при работе преобразователей в составе системы и вне ее. Анализ кривых рис. 3 показывает, что размещение преобразователя вблизи экрана приводит к появлению пространственной избирательности преобразователя с существенно различающимися уровнями диаграмм направленности вдоль оси OX . На высоких частотах в присутствии мягкого экрана (кривая 1) характеристика направленности преобразователя с экраном может раздваиваться. Поскольку одиночный цилиндрический преобразователь в безграничной среде имеет круговую характеристику направленности в плоскости его нормального сечения, установленные особенности направленности преобразователя в присутствии экрана обусловлены только взаимодействием между ними.

Рассмотрим, какое влияние на направленные свойства преобразователей вблизи экрана оказывает размещение их в составе системы. Анализ кривых рис. 2 показывает, что в области частот резонанса нулевой моды преобразователей ($f = 10$ кГц) взаимодействие преобразователей в составе круговой решетки велико и обуславливает значительные изменения их характеристик направленности (кривые 1) по сравнению с характеристикой одиночного преобразователя вблизи экрана (рис. 3, кривая 1). При снижении рабочей частоты взаимодействие преобразователей в круговой системе с экраном ослабевает и затем исчезает полностью, о чем свидетельствует идентичность их диаграмм направленности в составе (рис. 2, а) и вне (рис. 3, кривая 2) системы. Отметим также, что в силу симметрии круговой системы все ее преобразователи имеют одинаковые характеристики направленности.

Для дуговой цилиндрической системы (рис. 1, б) такая симметрия нарушается и причиной нарушения является наличие сильного взаимодействия даже в области низких частот. Это обусловлено более тесным расположением преобразователей в дуговой системе. При этом отличия в характеристиках направленности соседних преобразователей более значительны в области высоких частот (рис. 2, б, кривые 1 и 2). В то же время симметрия системы относительно оси OX обуславливает одинаковость характеристик направленности соответствующих преобразователей в дуговой системе.

Выводы. Анализ приведенных результатов свидетельствует о том, что возникновение многократного рассеяния волн непрозрачными для звука телами в криволинейных системах с экраном во внутренней полости обуславливает появление взаимодействия двух видов элементов систем по акустическому полю – взаимодействие между преобразователями и экраном и взаимодействие собственно между преобразователями. Первый вид взаимодействия более сильный и его влияние проявляется во всем исследуемом частотном диапазоне. Влияние второго вида взаимодействия наиболее сильно проявляется в области резонансных частот преобразователей.

Литература

1. *Кандрачук И.В.* Взаимодействие плоской акустической волны с криволинейной системой, образованной из цилиндрических пьезокерамических преобразователей и экрана конечной звукопрозрачности // *Электроника и связь.* – 2007. – № 2. – С. 72–78.

ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ТУРБУЛЕНТНОЙ АТМОСФЕРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕТОВОЗВРАЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ

Доля Г.Н. Чудовская Е.С.

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина

61077, Харьков, пл. Свободы, 6,

каф. теоретической и прикладной системотехники, тел. (057) 707-50-22,

Е-mail: dolya@onet.com.ua; тел. (057) 67-31-44

The paper presented outlines the research with respect the possibility of turbulent disturbance sensor construction based on a measurement of the angular fluctuations of the reflected from retro-reflecting surface radiation by means of television type receiver. The approach mentioned allows to analyze the bivariate intensity distribution. The validation of the method of change air turbulence degree detection by means retro-reflecting surface sensing by the laser beam has been elaborated by the results of experimental investigations and computer simulation. The analyze of the angular position of local maximum using television receiver CCD-sensor-based has been implemented too for this goal achievement.

Введение. В настоящее время различные методы лазерного дистанционного зондирования широко распространены в таких областях как локационная техника, экологический мониторинг окружающей среды, измерение вибраций и т.д. Это обусловлено тем, что в принимаемом сигнале содержится информация, как о среде распространения, так и о параметрах отражающего свет объекта. В частности, методы лазерного дистанционного зондирования широко применяются для измерения параметров турбулентной атмосферы /1/, а также для обнаружения источников тления и загорания /2,3/.

Методы, описанные в /2,3/, основаны на измерении флуктуаций интенсивности лазерного излучения при его распространении через турбулентный слой, создаваемый источником загорания. Такие измерения, как правило, сопровождаются погрешностями, обусловленными внешним фоновым излучением, внутренними шумами фотоприемника и т.д. В то же время, турбулентность среды приводит к флуктуациям показателя преломления на трассе и, как следствие, к искажению вида диаграммы рассеяния излучения при его отражении от СВП. Следует ожидать, что на основе этого эффекта возможно построение иного вида датчиков турбулентных возмущений, основанных, например, на измерении угловых флуктуаций отраженного излучения с помощью телевизионного типа приемников, позволяющих анализировать двумерное распределение интенсивности. Исследованию этой возможности и посвящена данная работа.

Основная часть. Известно, что существенного увеличения мощности принимаемого сигнала в системах лазерного дистанционного зондирования можно достичь путем использования уголкового отражателя либо световозвращающих покрытий. Последние представляют собой совокупность микростеклошариков либо микропризм. Такое использование позволяет увеличить дальность действия таких систем, точность измерения параметров принимаемого сигнала и т.п. /3/.

Наибольшую эффективность обеспечивает использование СВП на основе микропризм (рис.1), размер которых имеет величину порядка 100мкм. Характер дифракционной картины при рассеянии света на такой поверхности (рис.2) в виде совокупности одинаковых отражателей, характеризующихся регулярным расположением на плоскости, может быть описан в виде произведения двух множителей $F(U)$ и $f(NW)$ /4/.

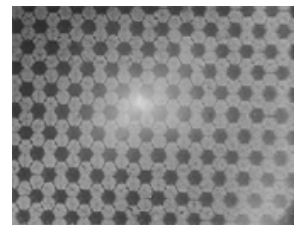


Рис. 1. Структура СВП

Здесь функция $F(U)$ соответствует картине дифракции на элементарном световозвращателе в виде правильного шестиугольника (при нормальном падении света), а функция $f(NW)$ определяется параметрами пространственной решетки (величиной её периода, числом освещенных периодов решетки N). При увеличении числа N происходит сужение каждого локального максимума, при этом расстояние между ними не меняется, так как определяется величиной пространственного периода решетки.

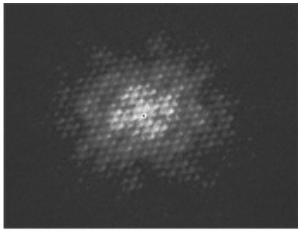


Рис. 2. Дифракционная картина рассеяния света на СВП

Наличие фазовых искажений зондирующего пучка, обусловленных его распространением через турбулентную атмосферу, приводит к искажению амплитудно-фазового распределения волны, дифрагирующей на решетке, что, в свою очередь, приводит к изменению вида диаграммы рассеянного излучения. Эта диаграмма искажается также и при обратном проходе через турбулентную среду. Искажения проявляются, в частности, в угловых флуктуациях локальных максимумов, что может быть зарегистрировано при проектировании этой диаграммы на фоточувствительную площадку ПЗС матрицы.

В простейшем случае турбулентную атмосферу можно представить в виде тонкого фазового экрана, характеризующегося значениями двух параметров – пространственного радиуса корреляции неоднородностей (фазовых искажений)

$$\rho = (C_n^2 k^2 L)^{-3/5} \quad (1)$$

и дисперсии флуктуаций фазы световой волны при её распространении через фазовый экран

$$\sigma_\phi^2 = C_n^2 k^2 L L_0^{5/3}, \quad (2)$$

где L – длина трассы, k – волновое число, L_0 – внешний масштаб турбулентности, C_n^2 – структурная постоянная флуктуаций показателя преломления /4/.

Отсюда видно, что эти параметры связаны соотношением

$$\rho = \frac{L_0}{\sigma_\phi^{5/3}} \quad (3)$$

Процесс распространения сфокусированного лазерного луча через фазовый транспарант, отражения его и дифракции на поверхности СВП, осуществлялся с помощью компьютерного моделирования. При этом учитывался характер поверхности СВП (рис. 1), а также закономерности 1-3.

Сначала в отсутствие турбулентности рассчитывалось амплитудно-фазовое распределение интенсивности дифрагированного лазерного излучения, и измерялись координаты одного из локальных максимумов. Затем аналогичные измерения проводились при одной из реализаций фазового распределения на транспаранте, и измерялось возникающее отклонение его (локального максимума) положения относительно случая отсутствия искажений. Затем задавалось следующее значение случайной величины фазового набега, распределенной по нормальному закону, вновь вычислялась величина смещения локального максимума и т.д. Результаты расчетов при разном значении параметра L_0 представлены графиками на рис. 3, по оси абсцисс отложены значения СКО набега фазы в радианах, по оси ординат – значения СКО смещения максимума в миллиметрах.

Из приведенных графиков видно, что при возрастании степени турбулентных искажений происходит монотонное увеличение дисперсии флуктуаций положения локального максимума, что является основной обсуждаемого метода оценки состояния турбулентности воздуха на трассе распространения луча, например, в интересах раннего обнаружения источников тления и возгорания.

Для экспериментальной проверки работоспособности обсуждаемого метода был собран макет, внешний вид которого изображен на рис. 4. Макет включал в себя полупроводниковый лазер, мощностью 25мВт, излучающий красной области спектра, оп-

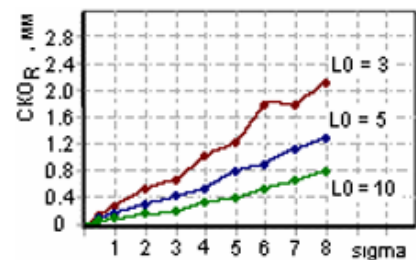


Рис. 3. Отклонение положения лок. максимума в зависимости от набега фазы



Рис. 4. Экспериментальный макет

тическую систему, позволяющую коллимировать выходное излучение диаметром 3,2 см до диаметра пучка 5 см либо фокусировать его на расстояниях от 5 м до 20 м, световозвращающее покрытие на основе микропризм (см. рис 1), а также телевизионный приемник на основе ПЗС матрицы с фокусирующей оптикой. На пути распространения луча с помощью теплового источника искусственно создавались флуктуации показателя преломления, приводящие к фазовым искажениям падающего на СВП пучка и отраженного от него излучения. Пространственное распределение интенсивности отраженного луча (см. рис. 2) проектировалось на поверхность матрицы, и с помощью алгоритма вычисления координат локального максимума осуществлялся расчет дисперсии их флуктуаций по аналогии с тем, как это делалось при компьютерном моделировании. Время усреднения выбиралось равным 30 с. Как показали результаты экспериментальных исследований макета, легко наблюдаются флуктуации координат, адекватные степени фазовых искажений, что является подтверждением работоспособности обсуждаемого метода.

Последнее утверждение иллюстрируется графиком на рис. 5. Здесь по оси абсцисс отложены значения напряжения, прикладываемого к нагревателю, а по оси ординат – относительное значение СКО флуктуаций. Степень турбулентности воздуха возрастает с ростом температуры нагревателя, что приводит к возрастанию флуктуаций. При проведении эксперимента длина трассы выбиралась равной 10 м, использовался сколлимированный пучок, нагреватель располагался возле СВП. Таким образом, имеет место хорошее качественное соответствие результатов компьютерного моделирования (рис. 3) и экспериментальных результатов (рис. 5).

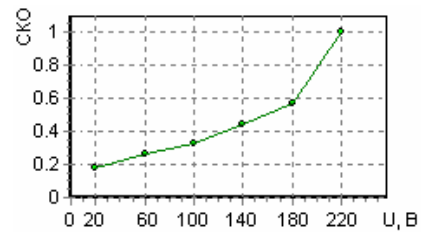


Рис. 5. Отклонение лок. максимума в зависимости интенсивности тепла

Выводы. Таким образом, в докладе проведено обоснование метода обнаружения изменения степени турбулентности воздуха путем зондирования световозвращающей поверхности лазерным пучком и анализа углового положения локального максимума с помощью ПЗС матрицы. Компьютерным моделированием и экспериментально показано, что фазовые флуктуации на трассе распространения луча приводят к появлению флуктуаций координат локальных максимумов в отраженном излучении. Показано, что при возрастании степени турбулентности происходит адекватное изменение степени флуктуаций измеряемого параметра. В целом полученные результаты свидетельствуют о возможности создания датчиков на основе данного метода и целесообразности их использования, например, в системах пожарной безопасности.

Литература

1. Зуев В.Е. Распространение лазерного излучения в атмосфере. – М.: Радио и связь, 1981.
2. Шаровар Ф.И. Методы раннего обнаружения загораний. – М.: Стройиздат, 1988.
3. Доля Г.М., Живчук В.Л., Катунин А.М., Садовый К.В Вовк А.И. О величине дисперсии флуктуаций параметров лазерного излучения при обнаружении источников тления и загорания. //Восточно-Европейский журнал передовых технологий -2007. – Вып.4/3(28) – С.17-20.
4. Воронцов М. А., Шмальгаузен В. И. Принципы адаптивной оптики. – М.: Наука, 1985. – 336 с.

ВИЗИРОВАНИЕ НА ОБЪЕКТЫ ЗАКАБИННОГО ПРОСТРАНСТВА ЧЕРЕЗ НЕПЛОСКОЕ ОСТЕКЛЕНИЕ

Москаленко М.А., Потапова Г.К

Закрытое акционерное общество «Научно-производственный концерн «Наука»
04116, Киев, ул. Довнар-Запольского, 2/20, тел. (044) 482-05-11,
E-mail: nauka_concern@ukr.net ; факс (044) 238-75-96

The results of the numerical analysis of geometry of visible image of overboard space for aircraft with conical cockpit glass are presented, in particular, about twist of line of sight. The method of sighting, free from inaccuracy, contributed by cockpit glass with curved surfaces, is described.

Введение. Одной из задач, решаемых в процессе полета летательного аппарата (ЛА), является визуальное визирование на объекты закабинного пространства (ЗП) или фиксирование момента такого визирования. Требования к точности визирования в некоторых случаях могут быть достаточно высокими и составлять единицы угловых минут. Так, при посадке на ограниченную площадку требуется точность визирования на начало ВПП не хуже 3'. Такую точность визирования при наблюдении двумя глазами можно получить, используя, например, коллиматорный визир. Как показано в [1], прямая в пространстве видимых изображений (ПВИ) линия визирования в закабинном пространстве предметов (ПП) в общем случае не является прямой. Поэтому оценивать и корректировать точность визирования невозможно без знания формы и положения линии визирования в закабинном ПП. Разработке метода, который позволил бы геометрию прообраза линии визирования в ПП, и посвящена данная работа.

1. Определение координат видимого изображения предметной точки в пространстве видимых изображений по ее координатам в пространстве предметов. Для нахождения центральных лучей нами предложен [2] алгоритм, использующий принцип Ферма, согласно которому распространение света из одной точки в другую происходит по такому пути, прохождение которого требует меньше времени, чем любые другие пути между теми же точками. Принципу наименьшего времени соответствует путь, оптическая длина которого минимальна, поэтому задача поиска двух центральных лучей, исходящих из одной предметной точки, сводится к минимизации оптических длин хода этих лучей. Для оптической системы, состоящей из двух преломляющих поверхностей S_1 и S_2 (см. рис. 1), каждая из двух целевых функций для минимизации есть не что иное, как оптическая длина ломаной линии, соединяющей последовательно предметную точку P , точки M_{LR1} , M_{LR2} или M_{RR1} , M_{RR2} встречи левого L или правого R лучей с поверхностями S_1 и S_2 и центр C_L или C_R зрачка левого или правого глаза наблюдателя, а оптимизируемыми параметрами являются координаты точек встречи:

$$F_{L\text{OPT}} = n_1 \cdot PM_{LR1} + n_2 \cdot M_{LR1}M_{LR2} + n_3 \cdot M_{LR2}C_L, \quad (1)$$

$$F_{R\text{OPT}} = n_1 \cdot PM_{RR1} + n_2 \cdot M_{RR1}M_{RR2} + n_3 \cdot M_{RR2}C_R, \quad (2)$$

где n_1, n_2, n_3 – показатели преломления 1, 2, 3 среды (по ходу луча от предметной точки к наблюдателю).

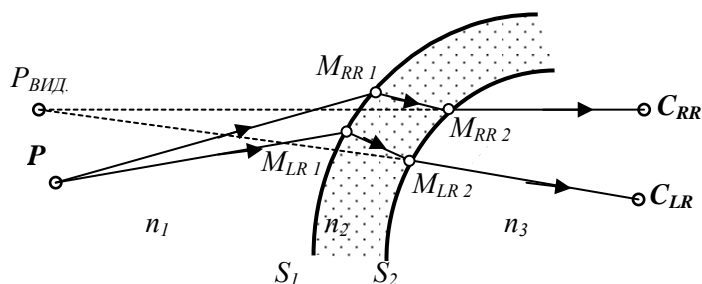


Рис. 1. Принцип Ферма. Схема хода лучей в оптической системе остекления

Видимое изображения $P_{ВИД}$ предметной точки P определяется как точка схождения продолжений двух выходящих центральных предметных лучей C_L и C_R .

Такой алгоритм позволяет для заданного массива предметных точек $\{P\}$ определить соответствующий массив их видимых изображений $\{P_{ВИД}\}$ при существенно меньшем объеме вычислений. Сопоставляя эти два массива, можно найти выражения для функций, интерполирующих зависимости координат видимого изображения предметной точки от координат самой предметной точки, описывающие правило прямого преобразования.

Для этого по найденным значениям координаты $\alpha_{ВИД}$ аппроксимируются зависимости $\alpha_{ВИД}$ от α при различных фиксированных значениях координат β, z :

$$\alpha_{ВИД.(i,q)}(\alpha) = \sum_{j=1}^J A_{j(i,q)} \alpha^{j-1}, \quad (3)$$

где $A_{j(i,q)}$ – полиномиальные коэффициенты функции, аппроксимирующей соответствующую зависимость для ряда предметных точек с фиксированными координатами β_i, z_q .

Далее по найденным таким образом значениям коэффициентов A аппроксимируются зависимости значений A от β при различных фиксированных значениях координат α, z и зависимости $\alpha_{ВИД}$ от α, β при различных фиксированных значениях координаты z :

$$\alpha_{ВИД.(q)}(\alpha, \beta) = \sum_{j=1}^J \left(\sum_{i=1}^I B_{i,j(q)} \beta^{i-1} \right) \alpha^{j-1}, \quad (4)$$

где $B_{i,j(q)}$ – полиномиальные коэффициенты функции, аппроксимирующей соответствующую зависимость для предметных точек с фиксированной координатой z_q .

Наконец, по найденным таким образом значениям коэффициентов B аппроксимируются зависимости значений B от z при различных фиксированных значениях координат α, β и зависимости $\alpha_{ВИД}$ от α, β, z :

$$\alpha_{ВИД}(\alpha, \beta, z) = \sum_{j=1}^J \left(\sum_{i=1}^I \left(\sum_{q=1}^Q C_{i,j,q} z^{q-1} \right) \beta^{i-1} \right) \alpha^{j-1}, \quad (5)$$

где $C_{i,j,q}$ – полиномиальные коэффициенты функции, аппроксимирующей соответствующую зависимость для всех предметных точек.

Определив аналогичным образом функции, интерполирующие зависимости двух других координат видимых изображений предметных точек от координат самих предметных точек, получаем выражение для правила преобразования координат предметной точки в координаты ее видимого изображения (правила прямого преобразования) – правила отображения ПП в ПВИ:

$$\varphi := \begin{cases} \alpha_{ВИД} = F_{\alpha}(\alpha, \beta, z); \\ \beta_{ВИД} = F_{\beta}(\alpha, \beta, z); \\ z_{ВИД} = F_z(\alpha, \beta, z). \end{cases} \quad (6)$$

2. Определение координат предметной точки по координатам ее видимого изображения. Выражение (6), в свою очередь, позволяет определить и правило преобразования координат видимого изображения предметной точки в координаты самой предметной точки (правило обратного преобразования координат). Для корректного выполнения операций аппроксимации и интерполяции соответствующих зависимостей необходимо получить пару массивов, один из которых является ортогональным массивом координат видимых изображений предметных точек. По заданным координатам видимых изображений предметных точек собственные координаты предметных точек находим как решение системы уравнений (6). Затем описанным выше способом определяем функции, интерполирующие зависимости координат предметных точек от координат их видимых изображений, которые и описывают правило отображения ПВИ в ПП – правило обратного преобразования координат, позволяющее по видимому изображению найти его преобраз в ПП:

$$\psi := \begin{cases} \alpha = \overline{F_\alpha}(\alpha_{ВИД.}, \beta_{ВИД.}, z_{ВИД.}); \\ \beta = \overline{F_\beta}(\alpha_{ВИД.}, \beta_{ВИД.}, z_{ВИД.}); \\ z = \overline{F_z}(\alpha_{ВИД.}, \beta_{ВИД.}, z_{ВИД.}). \end{cases} \quad (7)$$

3. Математическая модель линии визирования в закабинном пространстве.

Линия визирования – это прямая в ПВИ, проходящая через центр визирования и видимое изображение визирного знака. Она описывается выражением:

$$L_{S(ВИД.)} := \begin{cases} \alpha_{ВИД.} = \alpha_S = const; \\ \beta_{ВИД.} = \beta_S = const. \end{cases} \quad (8)$$

Поскольку всякий объект ПП является прообразом соответствующего объекта ПВИ, то линия визирования в ЗП представляет собой прообраз линии визирования - $L_S := \psi(L_{S(ВИД.)})$ или $L_{S(ВИД.)} := \varphi(L_S)$. Выражение (7) описывает правило отображения ПВИ в ПП. Тогда, подставляя (8) в (7), можно получить уравнение прообраза линии визирования в ЗП в параметрическом виде:

$$L_S := \begin{cases} \alpha = \overline{F_{S_\alpha}}(z_{ВИД.}); \\ \beta = \overline{F_{S_\beta}}(z_{ВИД.}); \\ z = \overline{F_{S_z}}(z_{ВИД.}). \end{cases} \quad (9)$$

Задавая ряд значений параметра $z_{ВИД.}$, можно получить массив точек прообраза линии визирования в ЗП в системах координат $O\alpha\beta z$ и $Oxyz$ ($x=z \cdot tg(\alpha)$, $y=z \cdot tg(\beta)$). Исключая параметр $z_{ВИД.}$ в (9), можно получить уравнение прообраза линии визирования в ЗП в явном виде: $z = f_{S(\alpha,\beta)}(\alpha, \beta)$ или $z = f_{S(\alpha,y)}(x, y)$.

Для представления прообраза линии визирования в ЗП достаточно описать две ее проекции на координатные плоскости $O\alpha z$ и $O\beta z$ или Oxz и Oyz соответствующими зависимостями между координатами точек прообраза линии визирования:

$$L_S := \begin{cases} \alpha = f_{SP(\alpha,z)}(z); \\ \beta = f_{SP(\beta,z)}(z) \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} x = f_{SP(x,z)}(z); \\ y = f_{SP(y,z)}(z). \end{cases} \quad (10)$$

Такое представление линии визирования в ПП позволяет достаточно точно оценить погрешность визирования - отклонение линии визирования от равноудаленных объектов визирования ЗП как в угловой, так и в линейной мере.

4. Некоторые результаты расчетов. Описанная математическая модель прообраза линии визирования в ПП, позволяющая определить геометрию и положение в пространстве прообраза линии визирования, была реализована в Maple-программе. С ее помощью были рассчитаны искажения ПП при наблюдении через остекление с преломляющими поверхностями второго порядка и геометрия прообраза линии визирования в ПП.

Ниже представлены некоторые результаты расчетов геометрии пространства видимых изображений ЗП, наблюдаемого правым пилотом широкофюзеляжного транспортного самолета с коническим остеклением, и прообраза в ЗП соответствующей нулевой линии визирования.

5. Метод визирования, свободный от погрешности искривления линии визирования. Анализ механизма формирования видимого изображения ЗП ЛА позволил предложить метод визирования [3], свободный от погрешности, возникающей вследствие искривления линии визирования. В современных системах визирования ЛА, содержащих датчик положения глаз наблюдателя, этот метод позволит существенно повысить точность визирования исключительно программными средствами, без каких бы то ни было дополнительных аппаратных затрат.

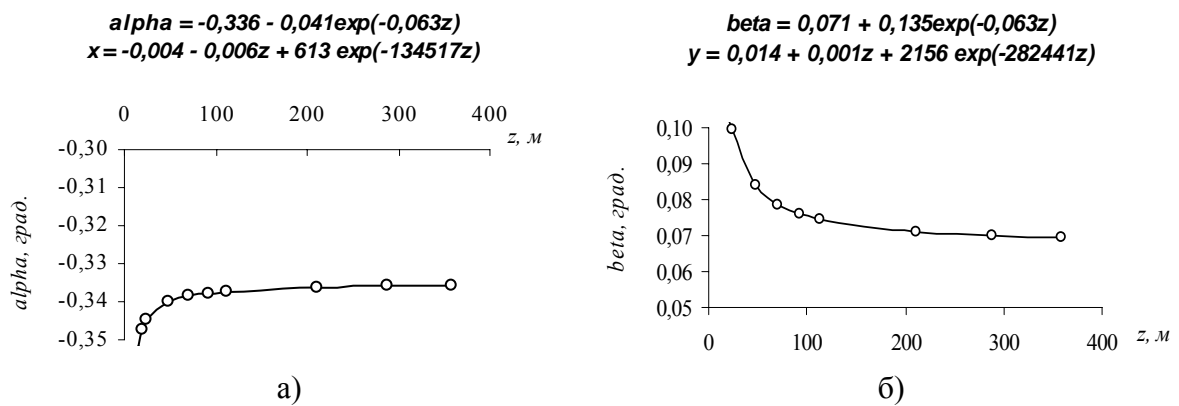


Рис. 2. Зависимости угловых координат α (а) и β (б) точки прообраза нулевой линии визирования в ПП от ее координаты z

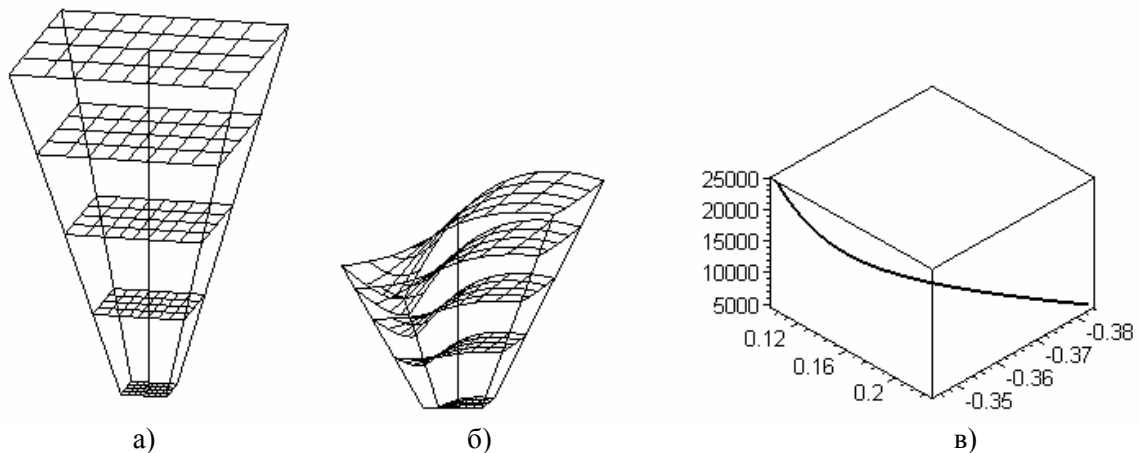


Рис. 3. Вид пространственной предметной сетки (а), ее видимого изображения (б) и прообраза линии визирования в ПП в системе координат α, β, z (в)

Метод состоит в том, что с видимым изображением точки визирования совмещают вспомогательное направление визирования, причем вспомогательное направление визирования задают как направление на видимое изображение точки, положение которой в свою очередь задано известным направлением визирования и расстоянием до ЛА в момент визирования.

Положение же видимого изображения этой точки определяют как положение точки схождения продолжений двух центральных лучей, входящих в зрачки глаз наблюдателя, исходящих из указанной предметной точки – точки визирования.

В момент совмещения вспомогательного визирного направления с видимым изображением точки визирования основное направление визирования совмещается с самой точкой визирования. Таким образом, погрешность визирования, возникающая вследствие как смещения, так и искривления линии визирования, может быть полностью скомпенсирована.

Заключение

Создана математическая модель взаимного отображения пространств предметов и видимых изображений и прообраза линии визирования в ПП, позволяющая определить как геометрию пространства видимых изображений, так и форму и положение прообраза линии визирования в ПП, а также оценить погрешность визирования. Модель реализована в специализированной Maple-программе. Полученные с ее помощью результаты расчетов прообраза нулевой линии визирования для правого пилота широкофюзеляжного

транспортного самолета с коническим остеклением подтверждают, что прообразом линии визирования в общем случае является кривая в пространстве предметов, на бесконечности асимптотически приближающаяся к некоторой прямой.

Литература:

1. *Потапова Г.К.* / Об искривлении визирной линии в закабинном пространстве летательного аппарата с коническим остеклением. / В кн. Аерокосмічні системи моніторингу та керування: Матеріали VI Міжнародної науково-технічної конференції “АВІА-2004”. - Т.2. - К.: НАУ, 2004, с. 23.56-23.59.

2. *G. K. Potapova and M. A. Moskalenko* / Mutual noncollinear mapping of object space and visible-image space / *Journal of Optical Technology*, Vol. 75, Issue 3, pp. 166-171 (March 2008).

3. *Москаленко М.А., Потапова Г.К.* / Спосіб візування / Деклараційний патент України № 58746 А, 2003 р., бюл. № 8.

СОВРЕМЕННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ УКРАИНЫ

Бурдаков С.Н., Данилин А.Б., Зайченко А. Н., Кот П.А.

ОАО «АО Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений»

61054, г. Харьков, ул. Ак. Павлова, 271,

тел. (057) 739-01-36, факс (057) 738-41-12

E-mail: danilin@niiri.kharkov.com

The basic requirements to modern combined command-telemetry radio line (CCTRL) are resulted, which is used in a contour of management by space vehicles of Ukraine. The structure of used radio signals is briefly described, characteristics of system are described. Results of tests of system are submitted, problems which are connected to an estimation of accuracy of measurement of the current navigating parameters are marked, ways of the decision of these problems are marked.

Введение. В середине 90-х годов прошлого столетия в Украине в основу создания космических платформ с целью минимизации веса космических аппаратов (КА) была положена концепция, предусматривающая использование в качестве основного звена управления всеми агрегатами и приборами КА бортового цифрового космического комплекса (БЦВК), осуществляющего в определенные периоды времени обмен с центром управления полетом (ЦУП) по специальной радиолинии командно-программной и другой информацией. Это потребовало новых подходов при создании радиосистем, используемых в контуре управления КА с ЦУП-а. Прежде всего, такие системы должны быть многофункциональны. Это обусловлено еще и тем, что в Украине, начиная с КА «Січ-1», начала осуществляться однопунктная технология управления КА. Далее, бортовая аппаратура таких систем должна иметь минимальный вес, выполнить роль модема в линии радиосвязи ЦУП-КА и обеспечивать возможность измерения наземной станцией (НС) радиосистемы текущих навигационных параметров КА с точностью, позволяющей по данным измерений за один проход КА уточнять параметры орбиты КА таким образом, чтобы удовлетворять всем требованиям.

Соответственно для управления первым отечественным микроспутником МС1 в ОАО «АО НИИРИ» была разработана совмещенная командно-телеметрическая радиолиния (СКТРЛ), которая согласуется с концепцией создания новых КА. НС СКТРЛ была развернута в НЦУИКС (г. Евпатория) и использовалась для управления КА МС1. В последний период она была модернизирована с целью обеспечения управления КА МС-2-8 (Січ) и последующими КА (НС СКТРЛ-М).

Функции, выполняемые СКТРЛ и основные технические характеристики. СКТРЛ осуществляет связь между КА и НС по линии «Земля-борт» и «борт-Земля» на частотах, лежащих в S-диапазоне, в соответствии с Регламентом радиосвязи, принятым Международным союзом электросвязи, при этом она обеспечивает:

- передачу и прием по каналу «Земля-борт» командно-программной информации (КПИ) и выдачу КПИ в БЦВК;
- передачу по каналу «борт-Земля» квитанций БЦВК;
- сверку с наземной шкалой времени бортового времени, формируемого в БЦВК и выдачу результатов сверки в ЦУП;
- передачу и прием по каналу «борт-Земля» телеметрической информации;
- передачу и прием массивов данных по каналу «Земля-борт» и «борт-Земля»;
- измерения текущих навигационных параметров КА – наклонной дальности (R) и радиальной скорости (\dot{R}).

Скорость передачи информации по каналу «вверх» и «вниз» – до 32 кбит/с, вероятность сбоя на символ принимаемой информации по каналу «Земля-борт» не хуже $1 \cdot 10^{-7}$, каналу «борт-Земля» не более $1 \cdot 10^{-5}$.

НС СКТРЛ обеспечивает нормальный информационный обмен с КА на орбитах с высотой до 1000 км, при углах места 5 град. и более, любом азимуте, ориентированным и неориентированным положении КА, при этом при неориентированном положении КА скорость обмена информацией понижена.

Высокоточные измерения текущих навигационных параметров НС СКТРЛ осуществляет, начиная с углов места 10 град. В соответствии с требованиями ТЗ предельные погрешности измерения наклонной дальности и радиальной скорости не должны превышать 50 м и 0,05 м/с соответственно.

С целью обеспечения выполнения всех этих функций и с требуемыми характеристиками в СКТРЛ в радиолинии «Земля-борт» и «борт-Земля» используются сложные непрерывные сигналы с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ).

Каждый из этих сигналов состоит из двух взаимно ортогональных составляющих (S1 и S2) одинаковой амплитуды и частоты, при этом составляющая S1 используется для измерения наклонной дальности и радиальной скорости, для взаимной синхронизации цифровых потоков и для обеспечения когерентной обработки информационных сигналов, а составляющая S2 – для передачи и приема информации. Составляющие S1 и S2 манипулируются по фазе псевдослучайными последовательностями M1 и M2 соответственно, которые в свою очередь являются также ортогональными. Тактовая частота последовательностей $f_T=537,6$ кГц, длина последовательностей 50 мс. Благодаря этому обеспечивается высокая точность измерения дальности и достаточно высокая область ее однозначного измерения, равная 7500 км. Передача информации осуществляется путем манипуляции информационным потоком псевдослучайной последовательности M2. Структуры и технологии информационного обмена в СКТРЛ соответствуют рекомендациям Консультативного комитета по космическим системам данных (CCSDS), которые представляют комплексную концепцию надежного и точного переноса данных от порождающего их источника к дистанционно удаленному приемнику.

НС СКТРЛ может обеспечить поочередную работу с группой КА, содержащей в своем составе до 10 КА, при этом с целью исключения взаимного влияния для каждого КА используется своя пара псевдослучайных последовательностей M1 и M2, ортогональная со всеми остальными. Время перестройки с одного КА на другой не превышает 1 мин.

Наведение антенны НС может осуществляться как по целеуказаниям, заранее введенным в память ЭВМ автоматизированного рабочего места управления НС, так и с помощью специального пеленгационного устройства, входящего в состав НС и имеющего область захвата $4...6^\circ$, что особенно важно в период сразу после запуска КА, когда параметры орбиты известны со значительными погрешностями.

Результаты испытаний. Работа СКТРЛ проверялась по обширной программе путем облета НС вертолетом, оборудованным бортовой аппаратурой, а также в процессе всего периода активного существования микроспутника МС1 и в процессе длительного периода работы с египетским КА «EgyptSat-1». В результате проверки установлена высокая надежность передачи информации по линиям «вверх» и «вниз»: реально вероятность сбоя на бит была меньше установленных техническим заданием 10^{-7} и 10^{-5} соответственно. Что касается точности измерения наклонной дальности и радиальной скорости, то для оценки их точности потребовалось создание ряда косвенных методик, так как реальных значений контролируемых параметров непосредственно путем организации измерений с помощью эталона получить невозможно ввиду отсутствия последнего. Прямое сравнение измеренных параметров с их значениями, полученными по данным измерений аппаратуры спутниковой навигации (АСН), установленной и на вертолете, и на КА, не может дать достоверных данных, поскольку точность АСН сравнима с заданной точностью СКТРЛ.

Для создания косвенных методик оценки точности СКТРЛ, наряду с их разработкой в ОАО «АО НИИРИ», привлекались Институт технической механики НАНУ и НКАО и Национальный центр управления и испытаний космических средств (НЦУИКС). Было создано и использовано несколько методик, однако основной из них является методика,

предусматривающая построение эталонной траектории с использованием математической модели движения КА в гравитационном поле Земли с учетом влияния верхней атмосферы Земли и данных измерения навигационных параметров на одном или нескольких прилегающих витках как СКТРЛ, так и АСН, при том как отдельно, так и совместно. Необходимо заметить, что в модели движения использовались параметры статической модели верхней атмосферы, которые отличаются от реальных. Поэтому «эталонная» траектория также несколько отличается от действительной.

В результате проведенной обработки свыше 1000 сеансов радиоконтроля орбиты КА «EgyptSat-1», проведенных с использованием НС СКТРЛ, установлено, что измерения наклонной дальности и радиальной скорости НС СКТРЛ:

- не имеют значимой систематической составляющей;
- точностные характеристики измерений соответствуют требованиям технического задания.

Кроме того, было установлено, что параметры орбиты, полученные по данным СКТРЛ и отдельно по данным на том же временном интервале с помощью АСН, практически совпадают.

Для получения реальных оценок точности измерений необходимо совершенствовать методики. В частности, необходимо рассмотреть возможность учета апостериорных параметров верхней атмосферы и в целом ее аэродинамического сопротивления, которые в наибольшей степени влияют на точность построения эталонной траектории.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОГОЛОГРАММ В СИСТЕМАХ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

Карпенко В.И., Хачатуров В.Р., Збрицкий Р.А. Калугин Д.С.

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба

61023, м. Харків, вул. Сумська 77/79, НЦ ПС НДВ №9 тел. (057) 700-22-94,

Analytically and features over of construction of radioholograms are numeral brought. The method of management the diagram of orientation of aerial of the system of space review is offered on the basis of radiohologram. Led and analysed flow diagram of such device.

Введение. В последнее время наблюдается повышенный интерес к внедрению оптических методов и приборов в радиотехнику миллиметрового диапазона длин волн. Использование антенн работающих на принципах радиоголограмм позволяет повысить эффективность использования систем обзора пространства.

Практический интерес представляют системы работающие на частотах 94 ГГц (длина волны 3,2 мм) и 136 ГГц (длина волны 2,2 мм) в связи с наличием окна прозрачности для данных электромагнитных волн в земной атмосфере [1]. Наряду с этим следует отметить, что яркостные контрасты металлических объектов для волны 3,2 мм в 1,5 – 2 раза больше чем для волны 2,2 мм и в 8 раз больше чем для волны 3 см [2].

Использование зеркальных антенн для формирования узконаправленного сканирующего луча (диаграммы направленности) в миллиметровом диапазоне требует больших апертурных размеров [3]. Альтернативой может выступать антенна построенная на основе радиоголограммы. Принципиально, антенны, построенные на основе радиоголограмм, могут формировать самые различные диаграммы направленности.

Методы расчета радиоголографических антенн. В основе расчета голографических антенн лежат два метода: метода геометрической оптики и метода суперпозиции когерентных колебаний.

Метод геометрической оптики определяет границы зон Френеля в соответствии с классическим выражением для плоской зонной пластинки:

$$R_i = \sqrt{L\lambda i + \left(\frac{i\lambda}{2}\right)^2}, \quad (1)$$

где L – расстояние от источника излучения до поверхности, i – номер границы зоны Френеля, λ – длина волны.

К недостаткам данного метода можно отнести ограниченность его применения, Метод дает значения радиусов зон Френеля только для случая когда $L = k\lambda$, $k=1,2,3\dots$ Также данный метод не дает распределения значений фазы и амплитуды колебания по поверхности антенны.

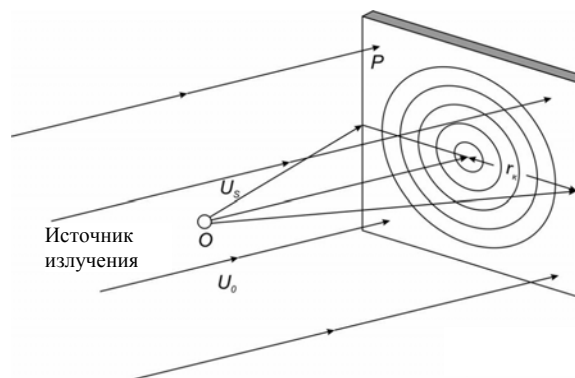


Рис. 1. Метод суперпозиции двух когерентных колебаний

Метод суперпозиции двух когерентных волн (рис. 1) дает значения амплитуды и фазы суммарного колебания на основании сложения опорного колебания $U_0 = U_0 \sin(\omega t + \varphi_1)$ и колебания от сферического источника $U_s = U_s \sin(\omega t + \varphi_2)$:

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_0^2 + U_s^2 + 2U_0U_s \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}$$

$$\varphi_{\Sigma} = \arctg \frac{U_0 \sin \varphi_1 + U_s \sin \varphi_2}{U_0 \cos \varphi_1 + U_s \cos \varphi_2}$$
(2)

где U_{Σ} , φ_{Σ} – соответственно амплитуда и фаза суммарного колебания.

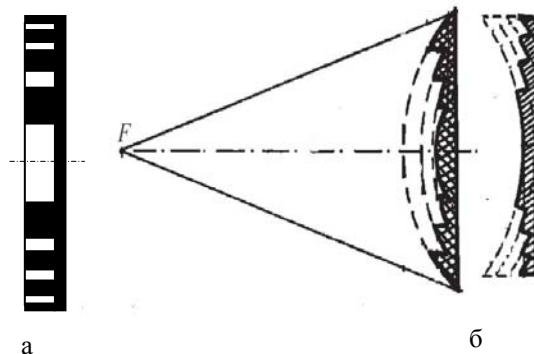


Рис. 2. Профили зонированных антенн: а – рассчитанной методом геометрической оптики, б – рассчитанных методом суперпозиции колебаний

На рис. 2 представлены характерные профили антенн рассчитанные методом геометрической оптики а) и методом суперпозиции когерентных колебаний б).

Принцип управления углом наклона сканирующего луча. Управление углом наклона плоской волны к оптической оси линзы можно достичь двумя способами: 1) размещение между источником излучения и линзой диэлектрической преграды; 2) смещение источника излучения из точки фокуса пластинки.

Физический смысл сканирования пространства при размещении между источником излучения и линзой диэлектрической преграды поясняется на рис. 3.

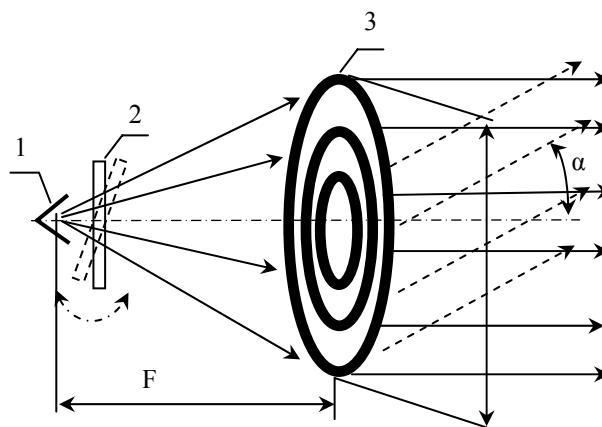


Рис. 3. Принцип управления сканирования пространства

В фокусе зонной пластинки 3 размещают источник излучения 1. Между источником излучения и зонной пластинкой размещают диэлектрическую преграду 2. При повороте диэлектрической пластины относительно центра оптической оси изменяется распре-

деление фазы подающей волны на поверхности зонной пластинки, вследствие чего произойдет отклонение плоского фронта волны на угол α .

При использовании второго способа управления углом наклона плоской волны, зонная пластинка освещается источником излучения из точки смещенной относительно фокуса пластинки на величину l . В этом случае также происходит изменение распределение фазы падающей волны по поверхности пластинки, что вызовет наклон плоской волны.

Структурная схема устройства сканирования пространства. Для достижения высоких электродинамических параметров при угле сканирования порядка 30° целесообразно использовать оба вышерассмотренных способа управления углом наклона луча.

На рис. 4 приводится структурная схема устройства сканирования пространства.

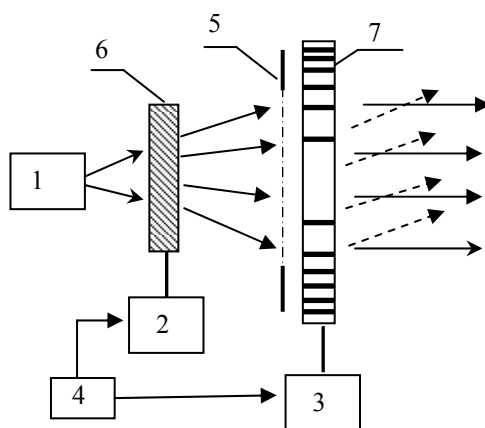


Рис. 4. Схема управления сканирования пространства

Устройство работает следующим образом. Источник излучения 1 через диэлектрическую преграду 6 облучает зонную пластинку 7. Размер апертуры пластинки определяется диафрагмой 5. Задающее устройство 4 выдает команды на отклонение диэлектрической преграды и смещение зонной пластинки. Исполнительное устройство 2 обеспечивает поворот диэлектрической пластины относительно оптической оси системы. Исполнительное устройство 3 обеспечивается линейное смещение линзы.

Выводы. В работе проанализированы возможности применения радиологرافических элементов в качестве антенного устройства систем обзора пространства. Показано, что применение радиологرافических антенн в сочетании с диэлектрическими элементами позволяет осуществить сканирование пространства в заданном секторе углов. Приводится структурная схема устройства сканирования пространства.

В ближайшее время планируется провести эксперименты по созданию систем с радиологرافическими антеннами реализующих суммарно - разностную обработки принимаемых полей.

Литература

1. Лазарев Л.П. Оптико-электронные приборы наведения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1984. 480с.
2. Button K.J., Wiltse J.C. – Infrared and Millimeter Waves, v.4, Millimeter System Acad. Press., N.Y., London, Toronto, 1981.
3. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н., Антенны УКВ. В 2 ч. М. Связь, 1977. Ч. 2. 288 с.
4. Б.М. Яворский. Справочное руководство по физике. М. Наука, 1989.

РЕГУЛЮВАННЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЕФІЦІЄНТА ВІДБИТТЯ СТІН У ПРИМІЩЕННЯХ

В.І. Карпенко, О.І. Лосев, Д.С. Калугін

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Україна

Сучасні системи звуковідтворення використовуються у приміщеннях з різними акустичними умовами, що не сприяє адекватному сприйняттю якості акустичної продукції. У статті розглянуто можливість керування акустичними параметрами без зміни архітектури приміщення та використання акустичної обробки матеріалами.

Вступ. Сучасні акустичні приміщення плануються для вирішення поставлених задач. Наприклад, для прослуховування симфонічної або джазової музики – зали філармонії; для запису мовних і музичних фрагментів – студії звукозапису та телевізійного мовлення; для перегляду кінофільмів – зали кінотеатрів. Але згідно з вимогами висунутими якістю сприйняття акустичної продукції параметри приміщень повинні відрізнятися [1, 2, 4 – 7].

Відомі шляхи керування акустичними параметрами приміщень полягають в зміні архітектури приміщень або акустичних матеріалів та їх розташування в приміщенні. Це не завжди зручно бо потребує часу перебудови приміщення та високих економічних витрат.

Другим відомим шляхом є використання електронних систем керованих ревербераторів, але їх використання в основному обмежено точним розміщенням в приміщенні та фіксованим рівнем реверберації. При цьому такі системи не враховують дифузність складової звукового сигналу. Тому розробка системи регулювання комплексного коефіцієнта відбиття стін у приміщеннях, що адаптується до виду акустичної продукції тим самим керуючи акустичними параметрами приміщень є актуальним завданням.

Метою даної статті є розробка принципу керування акустичними параметрами приміщень за допомогою цифрового регулювання випромінюємих сигналів та просторового рознесення акустичних систем, що забезпечують когерентну і не когерентну взаємодію акустичних сигналів.

1. Принцип регулювання комплексного коефіцієнта відбиття стін

Розглянемо об'єм приміщення в якому можлива когерентна взаємодія прямого звукового сигналу акустичної системи 1 та випромінюємого компенсуючою акустичною системою 1', що розташована на деякій відстані $r_{(OO')}$ від відбиваючої ділянки стіни 3, як показано на рис. 1.

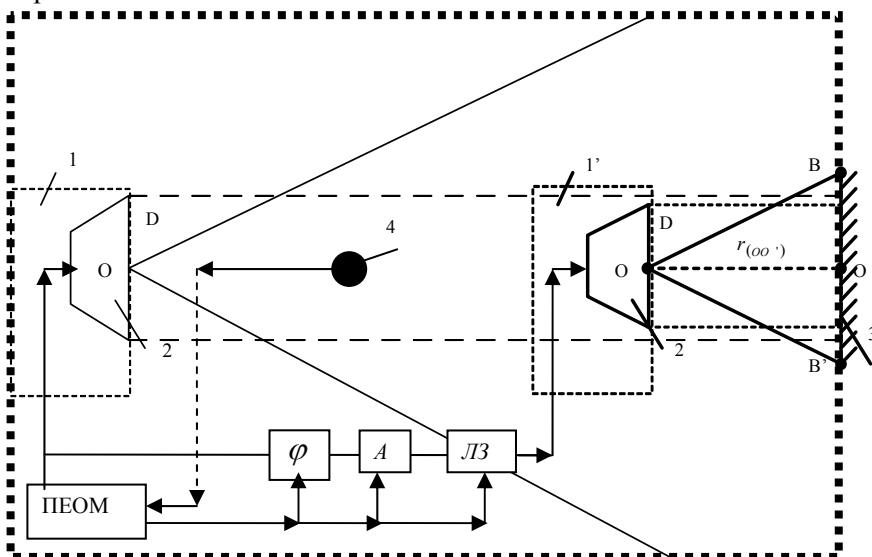


Рис. 1. Принцип будови та розміщення акустичної системи відносно стіни: 1 та 1' – акустичні системи; 2 – динамік акустичної системи; 3 – стіна; 4 – вимірювальний мікрофон; D – апертура динаміка; точка O – фазовий центр динаміка; φ – керований фазообертач по всьому спектру сигналу; A – керований атенуатор; ЛЗ – керована лінія затримки

У даному випадку звукові сигнали на акустичні системи 1 та 1' подаються паралельно, але в акустичній системі 1' поступають через керовані атенюатор, фазообертач по всьому спектру сигналу та лінію затримки.

Відбитий від стіни звуковий сигнал акустичної системи 1 когерентно взаємодіє з прямим звуковим сигналом, що випромінюється з акустичної системи 1'.

Таким чином, змінюючи інтенсивність та фазу звукового сигналу акустичної системи 1' можна формувати необхідну інтерференційну картину поблизу області заданої ділянки приміщення та як наслідок регулювати комплексний коефіцієнт відбиття заданої ділянки стіни.

2. Межі використання керованої інтерференції звукових полів. Хвилі називаються когерентними, якщо в довільній точці їхньої зустрічі різниця фаз коливань залишається постійною на визначений час.

Величина інтенсивності взаємодії звукових полів визначається значенням різниці фаз кожної складової спектру сигналів. Тобто, дослідження інтерференції хвиль зводиться до визначення різниці фаз та значень амплітуд звукових сигналів у точках їхньої зустрічі, якщо ці звукові сигнали когерентні.

Розглянемо як відбувається сумування когерентних звукових полів часток повітря у просторі приміщення.

Нехай маємо два когерентні джерела звукового сигналу S_1 та S_2 . Когерентні хвилі, що виходять із цих джерел, зустрінуться в деякій точці A простору приміщення, згідно рис. 2. Тобто

$$E_{\psi 1} = E_1 + E_{21}, \text{ а } E_{\psi 2} = E_2 + E_{12},$$

де E_{12} та E_{21} – відповідні проекції амплітуд коливання на розглядаємий напрямок коливання

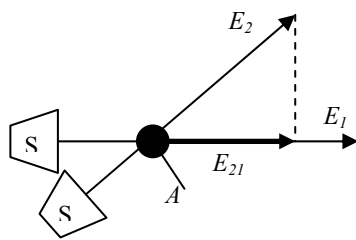


Рис. 2. Відображення випромінювання двох когерентних звукових полів/ та їх сумування

Сумування поздовжніх коливань, які і є звуковими полями, розглянемо на прикладі коливальних часток повітря.

При зустрічі двох коливальних часток у деякій точці A простору приміщення сумування звукових полів відбувається по проекціям, як показано на рис. 2.

Звукове поле (мова, музика, симфонія) відрізняються своїми часовими та просторовими когерентними властивостями, а саме часовою $\tau_{\text{ког}}$ та просторовою $R(\tau)$ кореляційними функціями:

$$R(\tau) = \int U_c e^{j\omega t} \cdot U_c e^{j\omega(t-\tau)} d\tau,$$

де U_c – інтенсивність, τ – час затримки.

Як показано в [1], часова когерентність звукових полів знаходиться в межах $0,01 < \tau_{\text{ког}} < 0,03$ секунд.

Звідси визначили просторову когерентність таких полів у межах $3,4 < R_{\text{ког}} < 10,2$ метрів.

Таким чином, визначені межі застосування та отримані результати дозволяють стверджувати про можливість використання керованої інтерференції когерентних звукових полів для керування основними акустичними параметрами приміщень.

3. Аналіз структурної схеми системи регулювання комплексного коефіцієнту відбиття. Звукові хвилі в закритих приміщеннях, багаторазово відбиваючись від його поверхонь, утворюють складне поле коливального руху часток повітря. Закони розподілу коливальної швидкості часток повітря, рівня звукового тиску, напрямку поширення

акустичної енергії в закритих приміщеннях визначаються не тільки характеристиками джерел звуку, але також і геометричними розмірами, формою приміщення, здатністю стін, підлоги та стелі поглинати та відбивати акустичну енергію [3].

Відповідно до рис. 1 розглянемо принципи роботи такої системи.

Звукове поле, що випромінюється акустичною системою 1 відбивається від ділянки ВВ' приміщення. Водночас з цим затримане звукове поле лінією затримки ЛЗ випромінюється акустичною системою 1' в такий час, що у поверхні відбиття від ділянки ВВ' відбувається когерентна взаємодія звукових полів обох акустичних систем.

Для таких умов необхідно забезпечити розміщення акустичної системи 1' на відстані $r_{(oo')}$.

Таким чином, інтерференція звукових полів призводить до зміни амплітуди та фази відбитих сигналів, що впливає на основні акустичні параметри приміщення в довільній точці зали, наприклад, точці А.

Беручи до уваги, що динамік акустичної системи розташовується на невеликій відстані $r_{(o,o')} < \frac{D^2}{\lambda}$, то "проекція" звукового поля на стіну підкоряється законам ближньої зони випромінювача.

У зв'язку із цим накладається обмеження на лінійний розмір області досить доброї взаємодії падаючої на стіну звукової хвилі та відбитої від стіни хвилі. Ця умова має такий вигляд

$$OB - r(oo') \leq \frac{\lambda}{6},$$

що забезпечує умови когерентної взаємодії сигналів.

Дана умова дозволяє визначити лінійний розмір половини діаграми спрямованості динаміка акустичної системи на стіну $O'B$, а саме

$$O'B = \sqrt{\left(r_{(oo')} + \frac{\lambda}{5}\right)^2 - r_{(oo')}^2}.$$

За допомогою розміру $O'B$ визначається площа поверхні S , яку охоплює діаграма спрямованості динаміка акустичної системи за формулою

$$S = \frac{\pi \cdot (2 \cdot O'B)}{4}.$$

Розміщуючи акустичні системи за таким принципом можна за допомогою цифрової обробки звукового сигналу керувати акустичними параметрами приміщень.

Такий принцип дозволяє нарощувати кількість випромінюючих акустичних систем і відповідно компенсуючих, при цьому кожна передаюча акустична система (1, 2...n) повинна через відповідні лінії затримки (ЛЗ₁, ЛЗ₂...ЛЗ_n), керовані фазообертачі ($\phi_1, \phi_2 \dots \phi_n$) та відповідні атенуатори підключатись до кожної компенсуючої системи. Обмеження на кількість буде залежити від динамічного діапазону акустичних систем.

В якості прикладу розглянемо вплив компенсуючої системи, що розглянута на рисунку 1, на значення акустичного відношення прямого $\epsilon_{\text{пряме}}$ та дифузного $\epsilon_{\text{диф}}$ звукових

полів $R = \frac{\epsilon_{\text{диф}}}{\epsilon_{\text{пряме}}}$ після першого відбиття від поверхні приміщення.

На рис. 3 представлені залежності акустичного відношення від співвідношення площі відбиваючої поверхні з регулюємим коефіцієнтом відбиття $S_{\text{рег}}$ та загальної площі

залу $S_{\text{залу}}$, $S_e = \frac{S_{\text{рег}}}{S_{\text{залу}}}$ при різних значеннях співвідношення інтенсивності звукових полів

формуємих акустичними системами 1 та 1' (залежності 1, 2, 3).

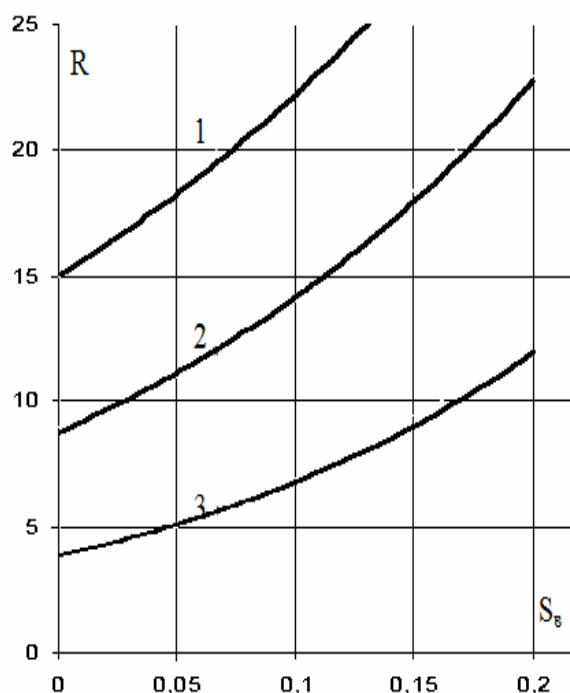


Рис. 3. Залежності акустичного відношення від характеристик акустичних систем, площі керуемого коефіцієнта відбиття поверхні залу та загальної поверхні залу

Висновки. Таким чином запропонована методика керування акустичними параметрами без зміни архітектури приміщення та використання акустичної обробки матеріалами. Отримані результати дозволили визначити межі застосування керованої інтерференції звукових полів та відстань розміщення акустичних систем від стіни та між ними.

Література

1. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов / С.И. Алябьев, А.В. Выходец, Р. Гермер и др.; Под ред. Ю.А. Ковалгина. – М.: Радио и связь, 2000. – 792 с.: ил.
2. Акустика студий звукового и телевизионного вещания. Системы озвучивания: учебно-методическое пособие / Л.Г. Стаценко, Ю.В. Паскаль. – Владивосток: Издательство ДВГТУ, 2006. – 96 с.
3. Акустична техніка. Т. 4. Основи архітектурної та фізіологічної акустики. Навчальний посібник / Дідковський В.С., Луньова С.А. – Київ, 2001. – 424 с.
4. Акустика: Справочник / А. П. Ефимов, А. В. Никонов, М. А. Сапожков, В. И. Шоров; Под ред. М. А. Сапожкова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 336 с.
5. Роуж Дж. Звук для цифрового видео: запись и обработка. Пер. с англ. – М.: КУ-ДИЦ-ОБРАЗ, 2004. – 488 с.
6. Ньюэлл Ф.Р. Проект-студии: Маленькие студии для великих записей / Пер. с англ. Ю. Зиненко, А. Поворознюка; Под ред. А. Кравченко. – Винница, 2002. – 271 с: ил.
7. В. С. Маньковский. Акустика студий и кинотеатров. (Акустика помещений для звукопередач). Часть II – Акустическое оборудование студий и кинотеатров. Учебное пособие для студентов заочного обучения. – Ленинград, 1977.

АЛГОРИТМ ПОЛУЧЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ БЫСТРОДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ В УСЛОВИЯХ СЛАБОЙ ОСВЕЩЕННОСТИ

А.И. Стрелков¹, Т.А. Стрелкова², Е.Н. Кац²

¹ Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79;

² Украинская инженерно-педагогическая академия
61003, Харьков, ул. Университетская, 16

Results of researches which allow creating the algorithm of receiving of fast moving objects images in faint illumination conditions are presented. The algorithm's working principles and features of their hardware-based and software realization are described. It is shown that application of proposed algorithm allows increasing efficiency of machine vision systems under adverse conditions.

Введение. Современное состояние систем технического зрения характеризуется широким спектром направлений их использования для решения научно-исследовательских (астрономические, медико-биологические и др. исследования), производственных (автоматизация контроля качества производства) и сервисных (охранные системы и мониторинг) задач. Создание перспективных и усовершенствование существующих систем технического зрения должно быть направленно на улучшение их технических и эксплуатационных характеристик с учетом особенностей решаемых задач. Наиболее часто стоит задача обнаружения и определения параметров объекта наблюдения. Для эффективной работы системы технического зрения, необходима достаточная освещенность объекта наблюдения. В ночное время суток для поддержания достаточной освещенности приходится применять искусственное освещение. Для повышения эффективности работы данных систем в условиях слабой освещенности применяют различные методы: аппаратные (более чувствительные приемники, увеличение времени экспозиции) и программные методы (внутрикадровая и межкадровая обработка ТВ сигнала). Основными параметрами характеризующие эффективность работы являются: отношения сигнал/шум, условные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги. Эффективность работы значительно уменьшается при обнаружении и получении изображений быстро движущихся объектов, так как при длительной экспозиции возникают искажения типа «смаз». При этом возникает задача улучшения таких качественных показателей работы систем технического зрения как точность определения скорости, направление движения, положения, формы и размер объекта и т.д. Что делает актуальным создание алгоритма позволяющего улучшить вышеперечисленные качественные показатели работы систем технического зрения.

Цель исследования:

– создание алгоритма позволяющего уменьшить искажения типа «смаз» изображений быстро движущихся объектов в условиях слабой освещенности.

Задачи исследования:

– предложить алгоритм позволяющего уменьшить искажения типа «смаз» изображений быстро движущихся объектов в условиях слабой освещенности;

– создать имитационную модель данного алгоритма;

– провести исследования работоспособности и эффективности работы на основе модели, а также оценить ресурсоёмкости (вычислительную и аппаратную);

– создание экспериментальной установки и программного обеспечения реализующий данный алгоритм;

– проведение эксперимента, и выработка рекомендаций по применению алгоритма на практике.

Основная часть. В докладе представлены результаты исследований проводимых при создании алгоритма получения изображения быстро движущихся объектов в условиях слабой освещенности, представлена имитационная модель. Описывается принцип работы данного алгоритма, и особенности его аппаратной и программной реализации. Показано

что применение данного алгоритма позволяет повысить эффективность систем технического зрения в неблагоприятных условиях, к которым относится слабая освещенность.

Описание алгоритма: Сигнал на входе системы технического зрения описывается его статистическими параметрами, которые определяются исходя из пространственно-временной структуры данного сигнала (квантовая природа света). В условиях слабой освещенности, изображения быстро движущихся объектов, из-за относительно длительного времени накопления подвержено искажению типа «смаз». Для демонстрации и исследования данного типа искажений, построена имитационная модель, формирующая изображение объекта в ТВ-кадре в условиях слабой освещенности и быстром движении объекта. Анализируя результаты моделирования, пришли к выводу о невозможности определения основных параметров изображения объекта, таких как: формы, размера, положения и соответственно траектории, а также скорости движения.

Известно что для уменьшения эффект смазывания необходимо уменьшать время накопления, однако это влечет за собой уменьшение яркость сигнала и соответственно уменьшение отношения сигнал/шум. Для анализа данного явления использовали ту же имитационную модель, уменьшив при этом время накопления в 20 раз. Результаты данного исследования показали, что эффект смазывания практически отсутствует, однако изображение объекта визуально трудно различимо на фоне помех, что свидетельствует о низком соотношении сигнал/шум.

Так как, изображение объекта имеет значительные размеры (площадь изображения объекта в пикселях), гораздо больше одного пикселя, соответственно, учитывая общую энергию сигнала, можно достаточно точно определить положение изображения объекта в ТВ-кадре. Для этого необходимо найти корреляционный интеграл между исходным изображением U и стробом St (форма и размер которого наиболее соответствуют изображению объекта). Чтобы, устранить искажения вызванные смещением изображения объекта, необходимо просуммировать серию данных короткоэкспозиционных ТВ кадров, производя при этом совмещения изображений объекта. Для этого необходимо в каждом из ТВ кадре определить область, содержащую изображение движущегося объекта и просуммировать, учитывая смещение данных изображений. В результате на формируемом системой технического зрения изображении четко различим объект на фоне шума, что свидетельствует о высоком отношении сигнал/шум и минимальном искажении типа «смаз». Положение изображения объекта соответствует конечной точке траектории его движения.

Выводы. Представлен алгоритм позволяющий, обнаруживать и получать изображения быстро движущихся объектов в условиях слабой освещенности, и при этом уменьшить проявления искажения типа «смаз». Имитационная модель алгоритма показала его работоспособность даже при незначительном отношении сигнал/шум. Также рассматривается особенности работы данного алгоритма, при неизвестных параметрах сигнала. Данная задача требует построения более сложного алгоритма с применением ряда эталонных стробов, что в свою очередь значительно увеличивает требуемый вычислительный ресурс. В докладе особое внимание уделено вопросам реализации данного алгоритма при создании перспективных и модернизации существующих систем технического зрения.

ОБРАБОТКА ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ И ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ В ИЗМЕРИТЕЛЯХ ДАЛЬНОСТИ ЛАЗЕРНО-ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Мельков С.М.

Государственный межвузовский центр "Орион",
Донбасский государственный технический университет,
94204, Луганская обл., г. Алчевск, пр. Ленина, 16, тел. 8(06442) 2-31-59,
E-mail: melkovs@gmail.com

The prior processing devices of nanosecond and subnanosecond time length signals for laser ranging systems transmitting and receiving channels was described.

Как известно, приём оптического сигнала в лазерных локационных системах (ЛЛС) осуществляется двумя основными способами: аналоговым и дискретным [1, 2]. В аналоговом режиме при приёме сильного оптического сигнала на вход фотодетектора поступает плотный поток фотоэлектронов. В результате происходит наложение одноэлектронных импульсов и на выходе фотодетектора воспроизводится огибающая зондирующего импульса. Для приёма слабого оптического сигнала применяется дискретный режим, при котором фотодетектор реагирует на отдельные фотоны.

В состав типовой структурной схемы (рис. 1) ЛЛС, использующей дискретный режим работы фотодетектора, входят формирующие устройства (ФУ), обеспечивающие временную привязку и нормализацию сигнала по таким параметрам как амплитуда, длительность по уровню 0,5, длительность фронта. В зависимости от разброса амплитуд и длительностей выходных сигналов фотодетекторов в качестве устройств временной привязки могут использоваться устройства с привязкой по фронту, пересечения нуля, следящего порога [3].

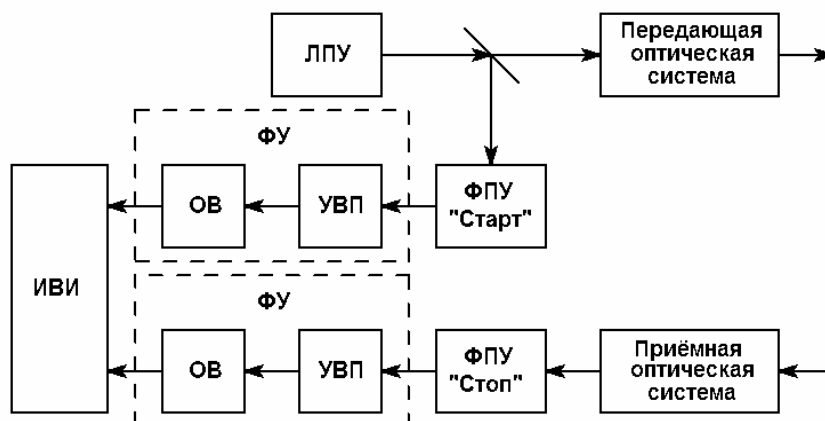


Рис. 1. Структурная схема лазерной локационной системы, где ЛПУ – лазерное передающее устройство; ИВИ – измеритель временных интервалов; ФУ – формирующее устройство; ОВ – одновибратор; УВП – устройство временной привязки; ФПУ – фотоприёмное устройство.

В качестве источника входного сигнала ФУ для канала "старт" был разработан вариант схемы (рис. 2) фотоприёмного устройства (ФПУ). Схема включения лавинного фотодиода VD4 – фотодетектора ФПУ – выполнена в соответствии с его паспортными характеристиками. Быстродействующий компаратор DA1 отсекает шумы лавинного фотодиода. Диапазон регулирования опорного напряжения компаратора составляет $5 \div 700$ мВ, нестабильность порога (на уровне 10 мВ) при изменении температуры от $+10$ до $+45^\circ\text{C}$ не превышает $\pm 2\%$.

Для нормализации сигнала по длительности фронта и длительности по уровню 0,5 в ФУ входят одновибраторы ОВ с эмиттерными времязадающими цепями (рис. 3). Длительность формируемого импульса данного одновибратора зависит как от постоянной времени цепи разряда R2, C3, так и от времени жизни неосновных носителей в базе [4].

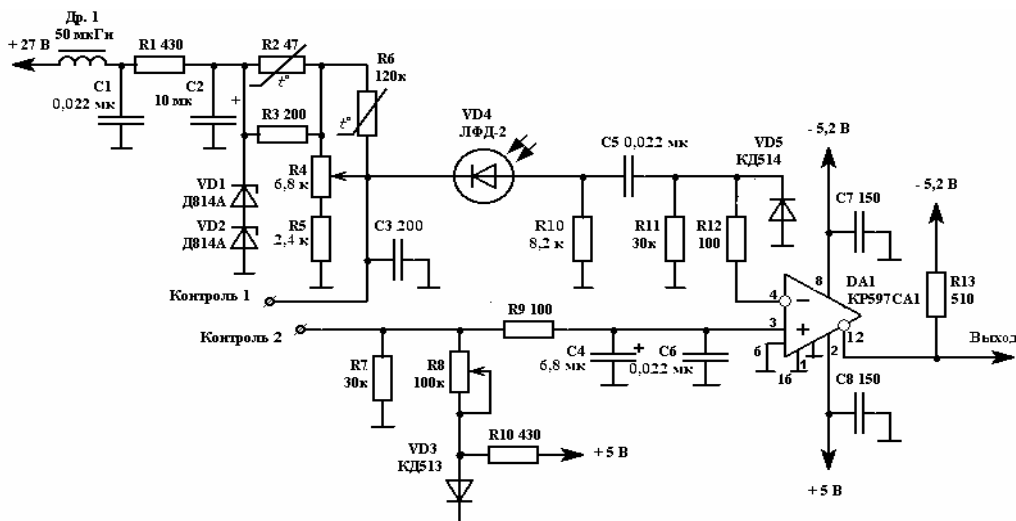


Рис. 2. Принципиальная схема ФПУ “Старт”

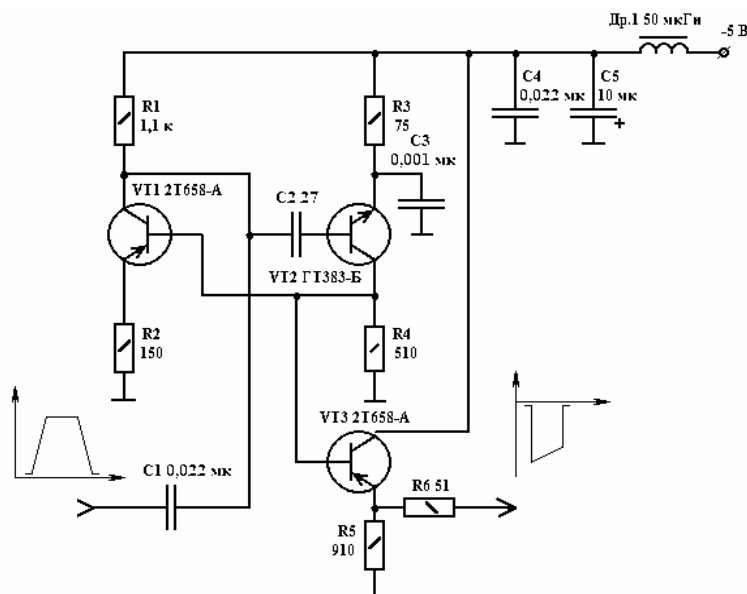


Рис. 3. Принципиальная схема одновибратора с эмиттерными времязадающими цепями

ОВ на транзисторах VT1 и VT2 обеспечивает длительность импульса по уровню 0,5 равную 35 нс с длительностью фронта не более 1 нс. Полярность выходного сигнала – отрицательная, амплитуда на нагрузке 50 Ом составляет 1,5 В. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT3 включен для согласования схемы с кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом.

Литература

1. Основы импульсной лазерной локации // В.И. Козинцев, М.Л. Белов, В.М. Орлов и др. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 512 с.
2. Малашин М.С., Каминский Р.П., Борисов Ю.Б. Основы проектирования лазерных локационных систем. – М.: Высш. школа, 1983. – 207 с.
3. Мелешко Е.А. Наносекундная электроника в экспериментальной физике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 216 с.
4. Справочник по импульсной технике // Под ред. В.Н. Яковлева. – К.: «Техніка», 1970. – С. 213.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЛАЗЕРНО-ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПРИ НАКАЧКЕ ОПТИЧЕСКИМИ ИМПУЛЬСАМИ С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ФОРМОЙ

Любич И. В.

Государственный межвузовский центр «Орион»,

Донбасский государственный технический университет

94204, г. Алчевск, пр. Ленина 16, 8(06442) 220-57, email: irina.liubich@gmail.com

Ability of composite variable form pumping pulses use for active component's effectiveness increasing at the lamp pumping of amplifier of laser ranging system transmitter was shown.

В последнее время большое распространение получили лазеры с диодной накачкой. Несмотря на энергетические преимущества такого способа возбуждения активной среды, в лазерно-локационных системах он используется лишь в задающих генераторах передатчиков, работающих в режиме модуляции добротности резонатора. При этом эффективность диодной накачки по поглощению энергии в активной среде АИГ: Nd может достигать 50%. Мощность импульса накачки составляет единицы киловатт при его длительности в десятки микросекунд [1]. Выходная мощность такого лазера имеет величину порядка 10 МВт.

Для лазерной локации космических объектов (КО) необходимая мощность зондирующего импульса передатчика ЛЛС должна составлять 100..1000 МВт. Поэтому при локации КО используются, как правило, двухкаскадные лазеры, у которых задающий генератор имеет диодную накачку, а усилитель – ламповую [2]. Ламповая накачка имеет существенно меньшую эффективность по сравнению с диодной, однако ее мощность может быть на несколько порядков выше. Это снимает ограничения по габаритам активных элементов и, как следствие, – выходной энергии лазерного передатчика. Мощность зондирующего импульса при этом может достигать единиц гигаватт.

В лазерно-локационной системе основная часть энергопотребления приходится на передатчик. При увеличении мощности зондирующего импульса для повышения предельной дальности действия и точности определения координат КО потребление энергии передатчика существенно возрастает и отрицательно сказывается на его ресурсе.

Представляет интерес повышение эффективности ламповой накачки для того, чтобы в некоторой степени приблизить ее к эффективности диодной накачки.

В работе [3] показано, что существует энергетический резерв, который можно использовать без конструктивного изменения оптической части лазерного передатчика путем снижения энергетических затрат в активном элементе на люминесценцию и ее усиление. Величина указанных потерь зависит от параметров импульса накачки – его длительности и энергии. Является актуальным снижение потерь на люминесценцию и ее усиление в активном элементе путем изменения параметров импульса накачки.

Процесс накопления частиц на метастабильном уровне активной среды сопровождается его распадом. Для того, чтобы проанализировать воздействие импульсов накачки с различными параметрами на процессы в активном элементе передатчика на АИГ:Nd, была разработана теоретическая модель, которая представлена в работе [4]. Результаты аналогичного моделирования для трехуровневой среды на примере рубина были подтверждены экспериментально [3]. Показано, что возможно повышение энергетической эффективности активного элемента при сокращении длительности импульса накачки и выборе оптимальной энергии для каждого значения данной длительности.

Однако сокращение длительности импульса накачки приводит к увеличению доли энергии в коротковолновой части спектра импульсной лампы, что вызывает уменьшение КПД лазера и отрицательно влияет на повторяемость пространственно-временных характеристик лазерного излучения. Для устранения этого явления в работе [5] предложено использование импульсов накачки со сложной формой, изменяющейся при регулировании выходной энергии лазера. В связи с этим теоретическая модель была модифицирована для проведения исследований в случае импульса накачки произвольной формы. Вы-

полнено сравнение эффективности активного элемента при накачке прямоугольным импульсом и импульсом с возрастающей мощностью в течение его длительности. Использование теоретической модели позволяет выбрать форму импульса накачки, при которой обеспечивается наибольшая энергетическая эффективность активного элемента с соблюдением приемлемых условий питания импульсной лампы. Экспериментальный перебор вариантов питания лампы импульсами различной формы затруднен сложностью их получения, если учесть значительную мощность, потребляемую импульсной лампой.

При использовании импульсов накачки сложной, перестраиваемой формы возможно уменьшение энергопотребления передатчика ЛЛС с сохранением энергии зондирующего импульса при улучшенной стабильности его параметров. Таким образом, может быть повышена надежность системы и увеличена точность определения координат КО.

При накачке активного элемента импульсами сложной перестраиваемой формы для одного и того же значения выходной энергии излучения лазера энергия накачки сохраняется неизменной, а мощность варьируется за счет изменения длительности импульса накачки до получения максимальной эффективности. Причем, при необходимости увеличить выходную энергию лазера повышают энергию накачки, и увеличивают долю переднего фронта импульса вместе с возрастающей интенсивностью света в течение всей длительности импульса накачки. Происходит перераспределение энергии в течение длительности этого импульса по сравнению с прямоугольным импульсом накачки.

В результате исследования установлено, что, например, увеличение длительности импульса накачки по уровню 0,1 на 30%, при неизменной энергии, позволяет сформировать импульс накачки с возрастающей на 40 % мощностью в конце его длительности по сравнению с накачкой прямоугольным импульсом. Тем самым потери на люминесценцию в активном элементе сокращаются на 20%. Это позволяет существенно повысить полный КПД лазера (в 1,4 раза), т.к. на люминесценцию приходится часть энергии активного элемента, которая получена после ее преобразования во всех электрических и оптических трактах лазера. Вместе с тем происходит снижение загрузки импульсной лампы, уменьшение доли ультрафиолетового излучения в ее спектре и повышение ресурса.

Литература

1. Абагадзе А.Ю. Эффективность поперечной накачки импульсного твердотельного лазера на Nd:YAG линейками лазерных диодов / А.Ю. Абагадзе, Г.М. Зверев, Ю.М. Колбацков // Квантовая электроника. – 2002. – №3. – С. 205-209.

2. Денищик Ю.С. Лазерная локация спутников / Ю.С. Денищик, А.М. Дрюченко, И.В. Нагай // Вісник астрономічної школи. – К.: Видавництво Національного авіаційного університету. – 2002. – Т 3, № 2. – С.58-69.

3. Денищик Ю. С. Улучшение энергетических характеристик лазеров для ЛЛС космического назначения / Ю.С. Денищик, И.В. Нагай// Вісник Східноукраїнського національного університету імені В. Даля. – Луганськ. – Видавництво СНУ ім. В.Даля. – 2006. – № 6 (100). – С. 200-206

4. Денищик Ю.С. Моделирование энергетических процессов в лазерных активных средах для передатчиков ЛЛС / Ю.С. Денищик, И.В. Любич // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – Алчевск. – ДонГТУ. – 2007. – Вып. 24. – С. 340-343

5. Любич И. В. Оптимизация режимов работы активных сред передатчиков лазерно-локационных станций при наблюдении КО // Вести Одесской астрономической обсерватории. – Одесса. – «Астропринт» – 2007 – Т. 20, Ч. 2. – С. 66-69.

ИЗМЕРИТЕЛЬ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА ЗВУКОВОГО СИГНАЛА

Порошин С.М.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
61002, Харьков, ул. Фрунзе, каф. Видео-, аудио- и кинотехники, тел. (057) 704-16-19,
E-mail: politeh_kvp@mail.ru; факс (057) 704-16-19

It is suggested to measure direction of arrival of voice signal on measurements of доплеровской frequency of the accepted signal. Thus relies de bene esse, that the source of sound is immobile and radiates the sinewave vibrations of the known frequency. Doppler frequencies get due to the rotation of receiver (microphone) by an electric motor. Suggestion can be used for the equipment of audiences and conference halls and it can be realized by simple hardwares.

Постановка задачи и анализ известных публикаций. Для измерения направления прихода звукового сигнала обычно используют приемник (микрофон) с остронаправленной характеристикой приема [1]. Поворачивая микрофон по азимуту и углу места, можно приближенно оценить направление прихода, при котором сигнал будет максимальным. Трудности создания такого простого измерителя состоят в том, что обычно весьма затруднительно создать приемник (микрофон) с узкими направленными характеристиками. Поэтому этот амплитудный метод измерения направления прихода звукового сигнала мало эффективен.

В связи с этим в настоящее время имеется необходимость разработки измерителя направления прихода звукового сигнала при использовании слабо направленного приемника.

Поставленную задачу предлагается решить на основе измерения доплеровской частоты принимаемого сигнала.

Цель статьи. Целью статьи является разработка измерителя направления прихода звукового сигнала на основе измерения доплеровской частоты, которую получают путем вращения приемника с помощью электродвигателя.

Для пояснения принципов предлагаемого технического решения на рис. 1 представлен упрощенный эскиз измерителя и показаны источник звука (динамик), приемник (микрофон), размещенный на краю диска, который вращается с помощью электродвигателя.

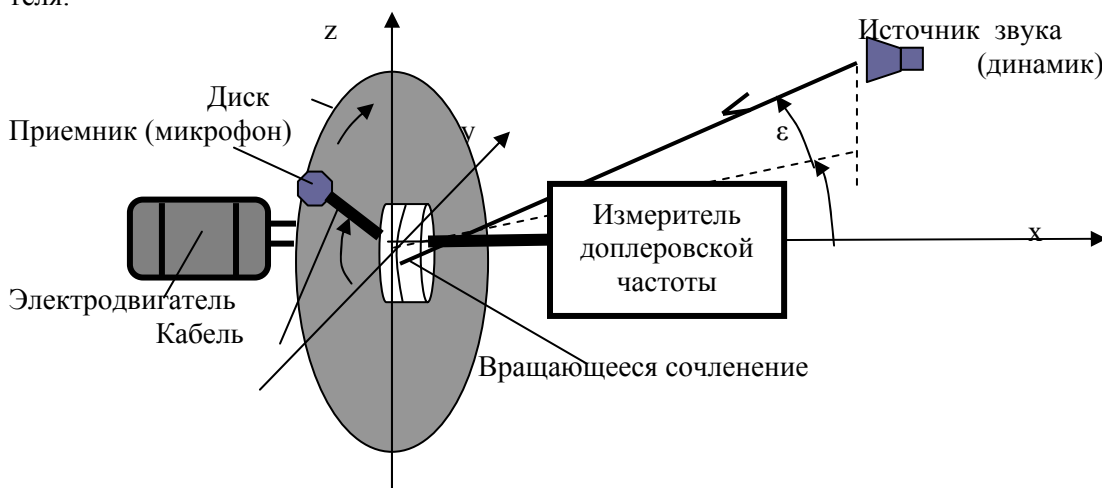


Рис. 1. Упрощенный эскиз предлагаемого измерителя

Принцип работы предлагаемого устройства основан на измерениях доплеровской частоты принимаемого сигнала. При этом условно полагается, что источник звука неподвижен и излучает синусоидальные колебания известной частоты F . Доплеровскую частоту получают за счет вращения приемника с помощью электродвигателя. Приемник расположен на краю диска, который закреплен на валу электродвигателя. Доплеровская частота принимаемого сигнала будет зависеть от текущего угла поворота α приемника (дис-

ка). При этом для определения угла места ε и азимутального угла β источника звука достаточно измерить две доплеровских частоты F_{g1} , F_{g2} принимаемого сигнала при двух текущих значениях угла поворота приемника $\alpha_1 = 0^\circ$ и $\alpha_2 = 90^\circ$.

Далее приводится математическое обоснование возможности реализации предлагаемого измерителя направления прихода звука.

Из геометрии рис. 1 можно получить следующее выражение для доплеровской частоты принимаемого сигнала:

$$F_g = \frac{2\pi R n F}{V_s} (\cos \varepsilon \sin \beta \sin \alpha + \sin \varepsilon \cos \alpha), \quad (1)$$

где F_g – доплеровская частота принимаемого сигнала; R – радиус диска; n – количество оборотов диска в секунду; F – частота излучаемого звукового сигнала; V_s – скорость звука в воздухе; ε , β – угол места и азимутальный угол источника звука (см. рис. 1); α – текущий угол поворота приемника (микрофона).

Из формулы (1) можно получить следующие выражения для определения углов ε , β направления прихода звука:

$$\varepsilon = \arcsin \frac{V_s F_{g1}}{2\pi R n F}; \quad (2)$$

$$\beta = \arcsin \frac{V_s F_{g2}}{2\pi R n F \cos \varepsilon}, \quad (3)$$

где F_{g1} , F_{g2} – доплеровские частоты, измеренные при двух текущих значениях угла поворота приемника $\alpha_1 = 0^\circ$ и $\alpha_2 = 90^\circ$, а другие обозначения были пояснены выше.

Возможный расчетный пример параметров измерительной установки представлен ниже: частота излучаемого синусоидального звукового сигнала $F = 1000$ Гц; количество оборотов диска $n = 10$ 1/с; радиус диска $R = 0.5$ м;

При этом текущие доплеровские частоты были $F_{g1} = 32.5$ Гц, $F_{g2} = 57.5$ Гц. Это дает для углов направления прихода звука значения $\varepsilon = 20^\circ$, $\beta = 40^\circ$.

Измеритель доплеровских частот принимаемого сигнала может быть реализован, например, в цифровом виде. Для этого можно использовать алгоритм обработки принимаемого сигнала. При этом принимаемый сигнал представляется в виде массива числовых значений, получаемого, например, с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Устройство должно иметь также датчик текущего значения угла поворота диска α .

Проведенные исследования показали, что предложенный способ экспериментального измерения углов направления прихода звука может быть практически реализован.

Вывод. Предложен способ экспериментального измерения углов направления прихода звука. Способ основан на измерении доплеровских частот принимаемого сигнала. При этом условно полагается, что источник звука неподвижен и излучает синусоидальные колебания известной частоты, а доплеровские частоты получают за счет вращения приемника (микрофона) с помощью электродвигателя. Способ может быть реализован с помощью сравнительно простых технических средств.

Литература

1. Грінченко В. Т., Дідковський В. С, Маципура В. Т. Теоретичні основи акустики: Навч. посібник. – К.: ІЗМН, 1998. – 376 с.

АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ

А	
Алексеевко А.Д.	114
Анохин Р.А.	110
Б	
Бабкин С.И.	210
Безуглов Е.Д.	52
Белькович О.И.	163
Боев А.Г.	196
Борцов В.В.	150
Брюховецкий А.Б.	176, 181
Бурдаков С.Н.	248
В	
Величко С.А.	199
Власик С.Н.	158
Волох А.В.	210
Волошина В.А.	103
Волошук Ю.И.	214
Г	
Габриэлян Д.Д.	41, 45, 48, 52
Герасимов Н.И.	48
Герасимович Г.В.	68
Гнедак П.В.	35
Голинский В.Д.	129
Гомидзе Н.Х.	171
Гусевский В.И.	35
Гуцев Р.А.	231
Д	
Давыдов Н.И.	118
Данилин А.Б.	248
Деденок В.П.	143, 150, 154, 158
Делов И.А.	202, 206
Доля Г.Н.	240
Ж	
Журавлев А.К.	72
З	
Забелкин С.Н.	56
Зайченко А.Н.	248
Заргано Г.Ф.	21
Збрицкий Р.А.	251
Звездина М.Ю.	48, 52, 56, 60
Звездина Ю.А.	41, 45
Зелененько А.Т.	76
Зонтова Т.В.	227
Зубков О.В.	199
К	
Калугин Д.С.	251, 254
Кандрачук И.В.	235
Карпенко В.И.	251, 254
Карташов В.М.	210
Кац Е.Н.	258
Кизименко В.В.	64
Колесников В.Н.	76, 103
Коломиец С.В.	163
Кот П.А.	248
Кучер Д.Б.	227
Л	
Лабунько О.С.	15, 48, 52, 60
Леонидов А.А.	202, 206
Лерер А.М.	15, 21
Лисаченко В.М.	150
Литвинов А.И.	167
Лосев О.И.	254
Луценко И.В.	184
Лытюга А.П.	160
Любич И.В.	262
Лялин К.С.	95
Ляпин А.Г.	147
М	
Манойлов В.Ф.	38
Мануилов М.Б.	21
Марков В.И.	27, 121
Маслий В.В.	137
Медная М.М.	56
Мельков С.М.	260
Мигура Е.В.	158
Миронов В.А.	188
Мищенко С.Е.	76, 80, 103
Москалев Д.В.	125
Москаленко М.А.	243
О	
Орешкин В.И.	95
П	
Павлюк В. В.	38
Петров В.А.	133
Петрова А.Ю.	196
Пикта Е.А.	106
Помазанов С.В.	27, 110
Попова О.П.	163
Порошин С.М.	264
Потапова Г.К.	243
Почанин Г.П.	5
Привалова Т.Ю.	9
Приременко С.Д.	31
Прудюс И.Н.	129
Р	
Резников Ю.В.	154
Резниченко А.М.	143, 150
Ролик Н.Н.	227
С	
Саваневич В.Е.	176, 181
Седышев С.Ю.	231
Сергеев В.М.	110
Сидоров Г.И.	199

Сидоров Я.Г.	87
Синявский Г.П.	15, 21
Слипченко Н.И.	202, 206
Собчук В.А.	118
Солдатенков В.П.	84
Старченко А.В.	80
Стрелков А.И.	160, 258
Стрелкова Т.А.	160, 258
Сугак А.В.	192
Сугак В.Г.	192
Сухопаров П.Е.	52

Т

Тараненко С.В.	227
Ткаченко А.О.	158

У

Усин В.А.	27, 110, 121
Усина А.В.	27, 110

Ф

Филоненко А.Б.	27
---------------------	----

Х

Хачатуров В.Р.	251
Хоменко С.И.	188

Ц

Цопа А.А.	137
Цопа А.И.	137

Ч

Чекан С.А.	91, 106
Чепурный Я.Н.	99
Черемська Н.В.	196
Черкас Ю.В.	214
Чиркунова Ж.В.	95
Чистюхин В.В.	95
Чудовская Е.С.	240
Чуканова Г.А.	99
Чухов В. В.	38

Ш

Шацкий В.В.	76, 103
Шашикадзе З.Дж.	171
Шейко С.А.	133
Шелестов А.Ю.	218
Шульга А.В.	143

Ю

Юбка А.П.	68
Юрцев О.А.	64, 106, 125
Юханов А.Ю.	9
Юханов Ю.В.	9

Я

Яковенко С.І.	129
Ямницкий В.А.	143, 150
Янцевич А. А.	196
Ярошенко В.С.	147

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 3

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА АНТЕНН В ЗАДАЧАХ ПРИЕМА-ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ (ИНФОРМАЦИИ) И ЭНЕРГИИ

Почанин Г.П. СШП АНТЕННЫ. ДОСТИЖЕНИЯ, ПРОБЛЕМЫ, ПЕРСПЕКТИВЫ (заказной)	5
Юханов Ю.В., Юханов А.Ю., Привалова Т.Ю. АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ИМПЕДАНСНЫХ СТРУКТУР С ЗАДАННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ И РАССЕЯНИЯ (заказной).....	9
Лабунько О.С., Лерер А.М., Синявский Г.П. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ (заказной).....	15
Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Мануилов М.Б., Синявский Г.П. ПРИМЕНЕНИЕ МЧО С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТИ НА РЕБРЕ К РАСЧЕТУ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ И УСТРОЙСТВ СЛОЖНЫХ СЕЧЕНИЙ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА (заказной)	21
Усин В.А., Марков В.И., Помазанов С.В., Усина А.В., Филоненко А.Б. ПРИМЕНЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ИМИТАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ (заказной).....	27
Прийменко С.Д. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКОВ И ЗАРЯДОВ ВБЛИЗИ УГЛОВОЙ ТОЧКИ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО КЛИНА	31
Гусевский В.И., Гнедак П.В. УПРАВЛЕНИЕ ПОЛЯМИ РАССЕЯНИЯ В ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕННАХ.....	35
Манойлов В.Ф., Павлюк В.В., Чухов В.В. АНАЛИЗ РУПОРНЫХ АНТЕНН СО СЛОЖНОЙ ФОРМОЙ ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ.....	38
Габриэльян Д.Д., Звездина Ю.А. ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ В АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ.....	41
Габриэльян Д.Д., Звездина Ю.А. КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ.....	45
Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Лабунько О.С., Герасимов Н.И. «ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ И РАССЕЯНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК».....	48
Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Лабунько О.С., Сухопаров П.Е., Безуглов Е.Д. «СТРОГИЙ МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ДИФРАКЦИИ НА ЦИЛИНДРАХ С ГЛАДКИМ КОНТУРОМ»	52
Звездина М.Ю., Забелкин С.Н., Медная М.М. АНАЛИЗ ОТКРЫТЫХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР В ПЕРСПЕКТИВНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ.....	56
Звездина М.Ю., Лабунько О.С. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ОТКРЫТОЙ ВОЛНОВЕДУЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ФОРМИРУЕМЫЙ «НУЛЬ» ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ.....	60
Кизименко В.В., Юрцев О.А. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ РУПОРНЫХ АНТЕНН АПЕРТУРНЫМ МЕТОДОМ И МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	64
Герасимович Г.В., Юбка А.П. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ПРОВОЛОЧНЫХ АНТЕНН МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ И МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	68
Журавлев А.К. АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ ФАЗИРОВАНИЕМ ЛУЧЕЙ ПЛОСКОЙ ФАР С ПРОИЗВОЛЬНЫМ НАКЛОНОМ ПОЛОТНА ОТНОСИТЕЛЬНО ВЕРТИКАЛИ.....	72
Зелененко А.Т., Колесников В.Н., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. МЕТОД СИНТЕЗА ПАРАМЕТРОВ КОМПЕНСАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	76

Мищенко С.Е., Старченко А.В. ВЕКТОРНЫЙ СИНТЕЗ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С РЕГУЛЯРИЗИРУЮЩИМИ МНОЖИТЕЛЯМИ ЛАГРАНЖА	80
Солдатенков В.П. СПОСОБ ЭКОНОМИИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ В МЕТОДЕ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ ПРИ ИПУЛЬСНОМ ВХОДНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ	84
Сидоров Я.Г. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ АНТЕНН С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ УПРАВЛЯЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ.....	87
Чекан С.А. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ РАМОЧНЫХ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ В СОСТАВЕ ГРУППЫ	91
Чистюхин В.В., Лялин К.С., Орешкин В.И., Чиркунова Ж.В. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОДУЛЬНОЙ 10-ЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ.....	95
Чуканова Г.А., Чепурный Я.Н. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ РАДИАЛЬНОГО ВОЛНОВОДА	99
Волошина В.А., В.Н. Колесников В.Н., С.Е. Мищенко С.Е., Шацкий В.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ СТРЕЛОВИДНЫХ ВИБРАТОРОВ	103
Юрцев О.А., Чекан С.А., Пикта Е.А. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МЕТОДОМ ФИЗИЧЕСКОЙ ОПТИКИ В РЕЖИМАХ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА.....	106
Усин В.А., Анохин Р.А., Сергеев В.М., Усина А.В., Помазанов С.В. ОЦЕНКА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПРИ РАЗЛИЧНЫХ МЕХАНИЗМАХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ОШИБОК АФР	110
Алексеев А. Д. ШИРОКОПОЛОСНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ	114
Давыдов Н.И., Собчук В.А. МЕТОД ОЦЕНКИ КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЫНЕСЕННЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	118
Марков В.И., Усин В.А. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ КАЛИБРОВКЕ АФАР	121
Москалев Д.В., Юрцев О.А., ЛИНЕЙНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ТИПА «КОСЕКАНС»	125
Прудюс І.Н., Голинський В.Д., Яковенко С.І. МОДЕЛЬНИ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДРУКОВАНОЇ РЕЗОНАТОРНОЇ АНТЕНИ	129
Петров В.А., Шейко С.А. «ОБ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН НА ТРОПОСФЕРНЫХ РАДИОЛИНИЯХ»	133
Маслий В.В., Цопа А.А., Цопа А.И. МОДЕЛЬ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ КАК ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ	137

Секция 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ И КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ МЕТОДАМИ ЛОКАЦИИ И РАДИОАСТРОНОМИИ

Деденок В.П., Резниченко А.М., Шульга А.В., Ямницкий В.А. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АСТРОНОМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ДЛЯ РАБОТЫ ПО БАЛЛИСТИЧЕСКИМ МОДУЛЯМ КОСМИЧЕСКИХ МИССИЙ.....	143
Ляпин А.Г., Ярошенко В.С. «ПРОБЛЕМЫ ЭКОЛОГИИ И ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ И НЕКОТОРЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИХ РЕШЕНИЯ».....	147
Борцов В.В., Деденок В.П., Лисаченко В.М., Резниченко А.М., Ямницкий В.А. РАЗРАБОТКА И ИСПЫТАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АНТЕННЫХ КОМПЛЕКСОВ П-2500 И П-400.....	150

Деденок В.П., Резников Ю.В. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПОПРАВК ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ.....	154
Деденок В.П., Ткаченко А.О., Власик С.Н., Мигура Е.В. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДО НАЗЕМНОГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОЦЕНКИ ТЕКУЩЕГО СОСТОЯНИЯ ИОНОСФЕРЫ ПО ДАННЫМ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	158
Стрелков А.И., Стрелкова Т.А., Лытюга А.П. ОБНАРУЖЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ОТ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ АСТРОНОМИЧЕСКИМИ ТЕЛЕВИЗИОННЫМИ СИСТЕМАМИ В УСЛОВИЯХ СИЛЬНЫХ АДДИТИВНЫХ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ.....	160
Коломиец С.В. , Белькович О.И., Попова О.П. МЕТЕОРЫ В ЗЕМНОЙ АТМОСФЕРЕ И МЕТЕОРОИДЫ В СОЛНЕЧНОЙ СИСТЕМЕ	163
Литвинов А.И. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ	167
Гомидзе Н.Х., Шашикадзе З.Дж. ФЛЮОРЕСЦЕНЦИЯ ЭМУЛГИРОВАННЫХ НЕФТЕЙ И НЕФТЕПРОДУКТОВ В ВОДЕ	171
Саваневич В.Е., Брюховецкий А.Б. «ОБНАРУЖЕНИЕ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ МАЛЫХ РАЗМЕРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОСЛЕПороГОВОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА ВДОЛЬ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ».....	176
Саваневич В.Е., Брюховецкий А.Б. «ОЦЕНКА КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА НА ДИСКРЕТНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ПРИ СРЕДНЕМ ВРЕМЕНИ ЭКСПОЗИЦИИ КАДРА»	181
Луценко И.В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ИСТОЧНИКОВ ГРАЖДАНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ТРОПОСФЕРЫ И ОСВЕЩЕНИЯ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ.....	184
Мионов В.А., Хоменко С.И. ИССЛЕДОВАНИЯ ОТРАЖЕНИЙ ОТ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПРИВОДНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ.	188
Сугак В.Г., Сугак А.В. ПРИМЕНЕНИЕ ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ОБЪЕКТОВ И НЕОДНОРОДНОСТЕЙ.....	192
Боев А.Г., Петрова А.Ю., Черемська Н.В., Янцевич А.А. МОДЕЛІ СТАТИСТИЧНО НЕОДНОРІДНИХ СЕРЕДОВИЩ.....	196
Зубков О.В., Сидоров Г.И., Величко С.А. РАДИОАКУСТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ СКОРОСТИ И СДВИГА ВЕТРА В АТМОСФЕРНОМ ПОГРАНИЧНОМ СЛОЕ.....	199
Делов А.И., Слипченко Н.И., Леонидов А.А. АНИЗОТРОПИЯ МОЛЕКУЛЯРНЫХ ПРОЦЕССОВ В АТМОСФЕРЕ ЗЕМЛИ – КАК НОВОЕ ЯВЛЕНИЕ, КОТОРОЕ ПРОЯВЛЯЕТСЯ РЯДОМ НАБЛЮДАЕМЫХ ЭФФЕКТОВ.....	202
Делов А.И., Слипченко Н.И., Леонидов А.А. НОВОЕ СВОЙСТВО МОЛЕКУЛ НЕЙТРАЛЬНОЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ.....	206
Карташов В.М., Бабкин С.И., Волох А.В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕЛ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ДЛЯ АНАЛИЗА ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	210
Волощук Ю.И., Черкас Ю.В. О ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ ОЦЕНОК СКОРОСТИ И ТОРМОЖЕНИЯ МЕТЕОРОИДОВ ПО БАЗЕ ФОТОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ГОЛОВНЫХ ЭХО-СИГНАЛОВ МЕТЕОРНОЙ РЛС ХНУРЭ	214
Шелестов А.Ю. МОДЕЛИ И МЕТОДЫ АНАЛИЗА И ПОСТРОЕНИЯ GRID-СИСТЕМ ДЛЯ ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ ЗЕМЛИ.....	218

Секция 5

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ, ИНФРАКРАСНЫЕ, РАДИО- И ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ, РАСПОЗНАВАНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ

Кучер Д.Б., Тараненко С.В., Ролик Н.Н., Зонтова Т.В. «ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ УСИЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЙ В СОВРЕМЕННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ» (заказной)	227
Седышев С.Ю., Гуцев Р.А. «АДАПТИВНОЕ УСТРОЙСТВО ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ОБ ОБНАРУЖЕНИИ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ»	231
Кандрачук И.В. «О ВЛИЯНИИ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЙЯНИЯ ВОЛН В КРИВОЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С АКУСТИЧЕСКИМ ЭКРАНОМ НА ЗВУКОВЫЕ ПОЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ»	235
Доля Г.Н. Чудовская Е.С. «ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ТУРБУЛЕНТНОЙ АТМОСФЕРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕТОВОЗВРАЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ».....	240
Москаленко М.А., Потапова Г.К. «ВИЗИРОВАНИЕ НА ОБЪЕКТЫ ЗАКАБИННОГО ПРОСТРАНСТВА ЧЕРЕЗ НЕПЛОСКОЕ ОСТЕКЛЕНИЕ»	243
Бурдаков С.Н., Данилин А. Б., Зайченко А. Н., Кот П.А. «СОВРЕМЕННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ УКРАИНЫ»	248
Карпенко В.И., Хачатуров В.Р., Збрицкий Р.А., Калугин Д.С. «ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОГОЛОГРАММ В СИСТЕМАХ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА».....	251
Карпенко В.И., Лосев О.И., Калугин Д.С. «РЕГУЛЮВАННЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЕФІЦІЕНТА ВІДБИТТЯ СТІН У ПРИМІЩЕННЯХ».....	254
Стрелков А.И., Стрелкова Т.А., Кац Е.Н. «АЛГОРИТМ ПОЛУЧЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ БЫСТРОДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ В УСЛОВИЯХ СЛАБОЙ ОСВЕЩЕННОСТИ».....	258
Мельков С.М. «ОБРАБОТКА ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ И ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ В ИЗМЕРИТЕЛЯХ ДАЛЬНОСТИ ЛАЗЕРНО-ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ».....	260
Любич И. В. «МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЛАЗЕРНО-ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПРИ НАКАЧКЕ ОПТИЧЕСКИМИ ИМПУЛЬСАМИ С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ФОРМОЙ»	262
Порошин С.М. «ИЗМЕРИТЕЛЬ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА ЗВУКОВОГО СИГНАЛА»	264
АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ	266

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
3-го Международного радиоэлектронного форума
«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития»
(МРФ'2008)

Том I
МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИИ,
РАДИОАСТРОНОМИИ И СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ»
(СРРСН-2008)

Часть 2

Ответственные за выпуск

Рябуха В.П.
Булавина Е.С.

Материалы сборника публикуются в авторском варианте
без редактирования

Подписано к печати 29.09.2008. Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 31,6. Тираж 250 экз. Цена договорная. Зак. №

61166 Украина, Харьков, просп. Ленина, 14

Отпечатано в учебно-научном издательско-полиграфическом центре ХНУРЭ
61166 Украина, Харьков, просп. Ленина, 14