

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**В.І. Сенько, К.В. Трубіцин, В.І. Чибеліс**

# **ІНВЕРТОРИ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ**

**Монографія**

Київ  
Видавництво Ліра-К  
2020

**УДК 621.314.632**  
**С31**

*Друкується*

*за рішенням Вченої ради Національного технічного університету України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,  
протокол № 7 від 25 червня 2018 р.*

**Рецензенти:**

*В.Ф. Резцов*, член-кореспондент НАН України, доктор технічних наук, професор

*О.М. Юрченко*, доктор технічних наук, старший науковий співробітник

**Сенько В.І., Трубіцин К.В., Чибеліс В.І.**

**С31** Інвертори і перетворювачі частоти : монографія — Київ :  
Видавництво Ліра-К, 2020. — 300 с.

**ISBN 978-617-7844-11-1**

У монографії розглянуто результати досліджень залежних і автономних інверторів і перетворювачів частоти.

Матеріал супроводжується прикладами розрахунків основних силових схем інверторів.

Для фахівців, які займаються розробкою і дослідженням силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії, аспірантів і студентів відповідних спеціальностей.

**УДК 621.314.632**

**ISBN 978-617-7844-11-1**

© Сенько В.І., Трубіцин К.В.,  
Чибеліс В.І., 2020

© Видавництво Ліра-К, 2020

## ЗМІСТ

<b>Передмова</b> .....	5
<b>Вступ</b> .....	7
<b>Розділ 1. ЗАЛЕЖНІ ІНВЕРТОРИ</b>	
1.1. Загальні відомості .....	10
1.2. Однофазний однопівперіодний інвертор .....	12
1.3. Однофазний інвертор з середньою точкою .....	16
1.4. Трифазний інвертор з середньою точкою .....	21
1.5. Трифазний мостовий інвертор .....	25
1.6. Коефіцієнт потужності інвертора .....	26
1.7. Аварійні режими роботи інверторів .....	28
1.8. Реверсивні перетворювачі постійного струму .....	31
Приклади .....	37
<b>Розділ 2. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ</b>	
2.1. Загальні відомості .....	41
2.2. Автономні інвертори струму .....	44
2.2.1. Інвертори струму на неповністю керованих вентилях .....	44
2.2.2. Інвертори струму на повністю керованих вентилях .....	71
2.3. Автономні резонансні інвертори .....	75
2.3.1. Резонансні інвертори без зворотних діодів .....	75
2.3.2. Резонансні інвертори зі зворотними діодами .....	94
2.4. Автономні інвертори напруги .....	105
2.4.1. Інвертори напруги на повністю керованих вентилях .....	106
2.4.2. Інвертори напруги з однополярним струмом .....	190
2.4.3. Інвертори напруги на неповністю керованих вентелях .....	193
Приклади .....	200
<b>Розділ 3. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ</b>	
3.1. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (напруги) .....	233

3.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком . . . . .	235
3.2.1. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на не повністю керованих вентилях (тиристорах) . . . . .	235
3.2.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях . . . . .	265
3.2.3. Підвищувальні перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентелях . . . . .	293
Список літератури . . . . .	295

## ПЕРЕДМОВА

Використання електричної енергії в різних областях техніки пов'язано з оптимальними умовами її генерації, передачі та розподілу. Для найбільш ефективного використання електричної енергії різні споживачі вимагають споживання її з нестандартними параметрами: регульованими частотою та напругою, іншим числом фаз ніж у джерел енергії. Тому між джерелом енергії та споживачем необхідні перетворювачі електроенергії.

Створення напівпровідникових приладів великої потужності, які працюють в ключових режимах, мають повну керованість і високу швидкодію, дозволило дискретно керувати потоками електричної енергії великої потужності на підвищених частотах за потрібними законами. Пристрої, побудовані на цих приладах, застосовуються в різних областях техніки і мають при передачі та споживанні електроенергії нові функціональні можливості, менші втрати електроенергії, дозволяють підвищити її якість, а також успішно вирішувати екологічні питання.

Повсюдне розповсюдження пристроїв силової електроніки в енергоємних областях (електропривод, електротехнології) вимагає підготовки спеціалістів з силової електроніки. Проте сучасної літератури з основ силової електроніки, орієнтованої на підготовку інженерно-технічних працівників електроенергетичних, електро-технічних, електромеханічних і електронних спеціальностей, розробників та дослідників самих пристроїв силової електроніки в Україні не достатньо. З метою поліпшення ситуації в цій царині і була написана ця книга.

Монографія «Інвертори і перетворювачі частоти» призначена для інженерно-технічних працівників, які займаються розробкою та проектуванням пристроїв силової електроніки, а також для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками «Електронні пристрої та системи», «Електротехніка та електротехнології» та «Електромеханіка».

У монографії викладення теоретичного матеріалу супроводжується типовими задачами з розв'язаннями. Така побудова книги повинна сприяти більш активному засвоєнню та закріпленню теоретичного матеріалу та прищеплюванню вмінь і навичок розрахунку та аналізу електронних пристроїв.

У списку літератури наведені використані та рекомендовані для подальшого вивчення книги.

Авторський колектив при підготовці цієї монографії використав багаторічний досвід науково-дослідної та методичної роботи в Національному технічному університеті «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського».

Велику вдячність автори виражають члену-кореспонденту НАН України, доктору технічних наук, професору Резцову В.Ф. (Інститут відновлювальної енергетики НАН України) і доктору технічних наук, старшому науковому співробітнику Юрченку О.М. (Інститут електродинаміки НАН України) за уважне рецензування рукопису та рекомендації щодо поліпшення його розділів, які були ураховані при доопрацюванні рукопису.

## ВСТУП

Електрична енергія існує в різному вигляді: змінного струму з частотою 50 Гц (країни СНД, Західна Європа) або 60 Гц (США, Канада, частина країн центральної та Південної Америки та ін), змінного струму підвищеної частоти (400, 800, 1200 Гц та вище, автономні системи електропостачання), постійного струму (акумулятори, сонячні та теплові елементи, МГД- генератори). Це в основному визначається різноманітністю і специфікою споживачів електроенергії.

Для більш ефективного використання електричної енергії різні споживачі вимагають використання електричної енергії з нестандартними параметрами: частотою, регульованою напругою, іншим числом фаз.

У розвинутих країнах близько 40 % електроенергії, що виробляється, перед споживанням зазнає перетворення.

Прогрес більшості областей сучасної техніки нерозривно пов'язаний з успіхами силової електроніки. Силова електроніка охоплює методи та засоби, які забезпечують регулювання параметрів електричної енергії за допомогою електронних вентилів: некерованих (діодів) і керованих (транзисторів, тиристорів). Зміна параметрів електричної енергії з високим коефіцієнтом корисної дії (ККД) здійснюється без значних втрат як у статичному, так і динамічному режимах завдяки силовим вентилям з повним керуванням, малим часом вмикання та вимикання, керуванням малопотужними сигналами (див. том 1).

Розвиток силової електроніки весь час націлений на зменшення габаритів і маси пристроїв, на підвищення надійності та ефективності за рахунок поліпшення характеристик приладів силової електроніки — силових вентилів — і зменшення вартості виробництва.

У наш час силові перетворювальні пристрої широко використовують у кольоровій металургії та хімічній промисловості, на залізничному та міському транспортах, для живлення контактних мереж гірничорудного та інших видів промислового транспорту, у різних галузях промисловості: для регульованих електроприводів, збудження електричних машин, для зарядження акумуляторів, електрозварювання, гальванотехніки, електроерозійної обробки металів, пристроїв електротермії, для високовольтних ліній електропередач постійного струму, у джерелах вторинного електроживлення електронної апаратури та ін.

Основним областями застосування пристроїв силової електроніки, в яких вони дають найбільший економічний ефект, зараз є: засоби регулювання виробності технологічних кіл ТЕС і ГЕС (скорочення енерго-

споживання на власні потреби, що призводить до зниження собівартості 1 кВт·год); промисловий електропривод, який керується за допомогою напівпровідникового перетворювача електроенергії; комунальне господарство, вуличне освітлення натрієвими лампами високого тиску з електронною пускорегулювальною апаратурою, освітлення громадських приміщень компактними люмінесцентними лампами з електронним баластом; підвищення ефективності джерел вторинного електроживлення за рахунок використання імпульсних способів перетворення електроенергії; автомобільна електроніка (системи гальмування, керування двигуном, система стартер-генератор); побутова техніка (кондиціонери, холодильники, пральні машини, індукційні пічі, пылесоси, світильники).

Всі можливі види перетворювачів електричної енергії поділяються на базові пристрої:

1. Випрямлячі, які перетворюють змінний струм у постійний (*AC-DC — Alternative Current - Direct Current*).

2. Інвертори, які перетворюють постійний струм у змінний (*DC-AC*).

3. Перетворювачі частоти, які перетворюють змінний струм однієї частоти у змінний струм іншої частоти, можливо і з іншим числом фаз (*AC-AC*).

4. Регулятори постійного струму (електронні трансформатори), які перетворюють постійний струм однієї напруги у постійний струм іншої напруги (*DC- DC*).

5. Регулятори змінної напруги, які перетворюють змінну напругу в регульовану змінну напругу тієї ж частоти.

6. Перетворювачі числа фаз, які перетворюють змінний струм з одним числом фаз у змінний струм тієї ж частоти з іншим числом фаз.

7. Помножувачі частоти, які перетворюють змінний струм однієї частоти у змінний струм іншої частоти, яка відрізняється у фіксоване число раз  $M$  від вхідної частоти.

8. Регульовані джерела реактивної (неактивної) потужності (ДРП), які дозволяють вводити в систему електропостачання додаткові (до реактивних потужностей споживачів) реактивні потужності зсуву, спотворення, несиметрії з метою компенсації відповідних потужностей неякісних споживачів і поліпшення таким чином якості електроенергії в системі електропостачання. Можливі два варіанти підмикання ДРП до мережі: до вузла (поперечна компенсація за рахунок задання додаткового струму у вузлі мережі) та між вузлами (поздовжня компенсація за рахунок задання додаткової напруги між вузлами мережі). Залежно від



виду, способу ввімкнення та алгоритму керування ДРП може виконувати функції компенсатора реактивної потужності зсуву, регулятора напруги у вузлі, активного фільтра (шляхом введення в мережу напруги або струму зі спектром, зворотним спектру збудження нормального режиму мережі).

Наведені вище базові пристрої характеризуються однократністю перетворення електроенергії. Для розширення властивостей перетворювачів електроенергії їх можна конструювати з базових, створюючи структури, які характеризуються багатократним (дво-, трикратним) перетворенням виду електроенергії на її шляху від входу до виходу перетворювача. Наприклад, випрямлення без регулювання, потім перетворення напруги, знову випрямлення без регулювання та ін.

## РОЗДІЛ 1

### **ЗАЛЕЖНІ ІНВЕРТОРИ**

#### **1.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ**

Пристрої перетворення змінного струму в постійний (випрямні пристрої) характеризуються передачею активної потужності з живильної мережі змінного струму в коло постійного струму — коло навантаження. У таких пристроях дуже часто потрібна рекуперація (зміна напрямку передачі) енергії з кола постійного у коло змінного струму. Це виникає у тих випадках, коли випрямний пристрій живить якірне коло машини постійного струму в системі електропривода транспортного засобу або вантажопідйомного механізму. При русі транспорту під ухил або вантажопідйомного механізму вниз (з вантажем) машина постійного струму переходить з режиму двигуна в генераторний за рахунок механічної енергії, що підводиться від виконавчого механізму. Цю енергію можна корисно використати, перетворивши в електричну та повернувши через вентильний перетворювач у мережу змінного струму. У перетворювачі при цьому відбувається зміна напрямку потоку активної потужності на протилежний, яка зветься *інвертуванням*. Процес перетворення енергії постійного струму в енергію змінного при наявності мережі змінного струму, створеної іншим джерелом енергії змінного струму, звать *залежним інвертуванням*. В електроенергетиці цей процес має місце у передачах електроенергії постійним струмом.

Зміна напрямку потоку активної потужності у колі постійного струму при збереженні незмінним його напрямку через перетворювач через наявність вентилів у ньому можлива тільки при зміні полярності напруги на виході перетворювача. Ця зміна забезпечується у відповідності з рівнянням регульовальної характеристики керованого вентильного перетворювача при роботі його на активно-індуктивне навантаження при кутах керування  $\alpha > 90^\circ$

$$U_{d\alpha} = f(\alpha)|_{U_1=\text{const}} = U_0 \cos\alpha ,$$

де

$$U_{d0} = \frac{m_i}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_i} \text{ — середнє значення випрямленої напруги не-}$$

керованого випрямляча;

$m_{\Pi}$  — пульсність випрямляча (періодичність випрямленої напруги), яка визначає число пульсацій випрямленої напруги за період напруги живлення;

$E_{2m}$  — амплітудне значення фазної електрорушійної сили ЕРС синусоїдальної форми  $e_2 = E_{2m} \sin \vartheta$  вторинної обмотки трансформатора,

$\vartheta = \omega_1 t$ ,  $\omega_1 = 2\pi f_1$  — колова частота напруги живильної мережі,  
 $f_1$  — частота напруги живильної мережі.

При цьому зсується крива струму у первинній обмотці трансформатора, а отже, і його перша гармоніка на кут  $\varphi_{(1)} = \alpha$ . Тоді у відповідності з відомим виразом для визначення коефіцієнта потужності випрямляча

$$\lambda = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}}{U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}} = v \cos \varphi_{(1)},$$

де

$$v = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}} \text{ — коефіцієнт спотворення струму,}$$

$\varphi_{(1)}$  — кут зсуву фаз між напругою живильної мережі та першою гармонічною складовою струму первинної обмотки; при  $\varphi_{(1)} > 90^\circ$  зміниться і знак активної потужності у колі змінного струму вентилячного перетворювача, тобто дійсно буде відбуватися віддача потужності в мережу змінного струму, а не її споживання з мережі, як у випадку режиму керованого випрямлення.

При інвертуванні джерело постійної напруги працює як генератор електричної енергії, у якого напрямок електрорушійної сили ЕРС і струму співпадають, а навантаження (мережа змінного струму) — як споживач, у якого напрямок ЕРС і струму зустрічні, тобто напруга на вторинній обмотці трансформатора та анодний струм тиристорів мають

різний напрямком.

Таким чином, вентильний перетворювач (керований випрямляч) може працювати в двох режимах — режимі керованого випрямлення та режимі залежного інвертування. У тих випадках, коли режим залежного інвертування є єдиним (тривалим), такий перетворювач постійної напруги у змінну, частота, форма та величина якої визначені іншою існуючою мережею, називають *залежним інвертором* або *інвертором, введеним мережею*.

Призначення залежного інвертора в цьому випадку зводиться до постачання додаткової активної потужності в існуючу систему змінної напруги. До появи режиму залежного інвертування у вентильному перетворювачі приводить робота його на обмотки магнітних систем (обмотки збудження електричних машин, електромагнітів). У тих випадках, коли треба швидко та ефективно вивести накопичену енергію з обмоток шляхом скиду з них струму, полярність напруги на обмотках треба змінити на зворотну, що забезпечується збільшенням кута керування  $\alpha$  за  $90^\circ$ . У момент спаду струму до нуля режим залежного інвертування припиняється, тому що зникає джерело тимчасової енергії у колі постійного струму.

Таким чином, керовані випрямлячі та залежні інвертори мають однакові схеми перетворення.

## 1.2. ОДНОФАЗНИЙ ОДНОПІВПЕРІОДНИЙ ІНВЕРТОР

Схема найпростішого однофазного залежного інвертора (рис. 1.1,*a*) аналогічна схемі однопівперіодного випрямляча, що працює на навантаження у вигляді двигуна постійного струму. Інвертор складається з генератора постійної напруги з ЕРС  $E_d$ , тиристора  $VS$ , дроселя  $L_d$  і вихідного трансформатора  $TV$ . Первинна обмотка трансформатора  $w_1$  підімкнена до мережі змінного струму з генератором змінної напруги  $e_m$ . На вторинній обмотці  $w_2$  наводиться змінна напруга, яка може бути зображена без урахування втрат в інверторі у вигляді джерела змінної ЕРС  $e_2$  (на рис. 1.1,*a* зображена пунктиром). Таким чином, у інверторі діють дві ідеальні ЕРС: постійна ЕРС  $E_d$ , по відношенню до якої

тиристор  $VS$  ввімкнений у провідному напрямку, та змінна ЕРС  $e_2$ .

На протязі першого півперіоду (рис. 1.1,б) ЕРС  $e_2$  і  $E_d$  співпадають за напрямком, тому, урахувавши наявність тиристора  $VS$  у колі, обидва джерела ЕРС можуть працювати тільки як генератори електричної енергії; при цьому споживачем енергії буде дросель  $L_d$ . На цьому інтервалі режим інвертування здійснити неможливо. На протязі другого півперіоду ( $\pi \dots 2\pi$ ) ЕРС  $e_2$  і  $E_d$  діють зустрічно і в інверторі можливий режим інвертування, коли енергія джерела постійної напруги буде передаватися джерелу змінної ЕРС  $e_2$  (мережі змінного струму). При цьому ЕРС  $E_d$  буде співпадати за напрямком зі струмом  $i$  у колі, а напрямок ЕРС  $e_2$  — зустрічний струму.

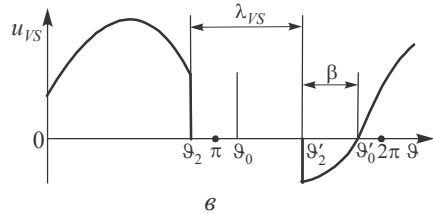
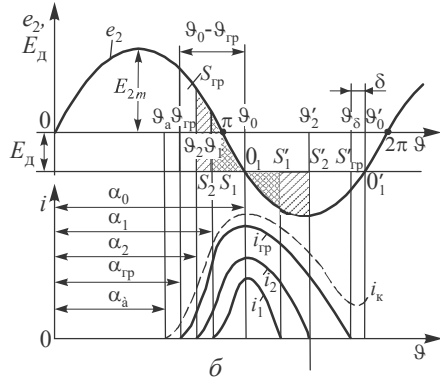
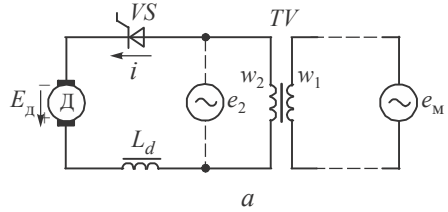


Рис. 1.1

Для здійснення режиму інвертування треба, щоб тиристор  $VS$  на протязі більшої частини першого півперіоду, коли ЕРС  $e_2$  і  $E_d$  співпадають за напрямком, був надійно вимкнений і вмикався тільки в будь-який момент інтервалу  $\vartheta_0 \dots \vartheta_{гр}$  (рис. 1.1,б). При цьому величина ЕРС  $E_d$  завжди менша за амплітуду ЕРС  $E_{2m}$ . Гранична точка  $\vartheta_0$  визначається тим, що тільки до точки  $0_1$  між анодом і катодом тиристора напруга позитивна і він може бути ввімкнений за допомогою сигналу керування. Друга гранична точка  $\vartheta_{гр}$  визначається необхідністю створення визначеного інтервалу часу, який потрібен для відновлення вен-

тильних властивостей тиристора після проходження його струму через нульове значення до моменту появи позитивної напруги між анодом і катодом (до точки  $0'_1$ ). При виконанні цих умов (при виборі кута керування  $\alpha$  у діапазоні  $\alpha_0 \dots \alpha_{гр}$ ) струм у режимі інвертування визначається як результат розв'язання диференціального рівняння

$$E_d + e_2 = x_d \frac{di}{d\vartheta}, \quad (1.1)$$

де  $x_d = \omega_M L_d$  — реактивний опір контуру інвертування.

Миттєве значення струму

$$i = \frac{E_d}{\omega_M L_d} (\vartheta - \alpha) + \frac{E_{2m}}{\omega_M L_d} (\cos \alpha - \cos \vartheta). \quad (1.2)$$

На рис. 1.1,б представлена сім'я кривих струму, побудованих при різних значеннях кута керування  $\alpha$ . Швидкість зміни струму прямо пропорційна алгебраїчній сумі ЕРС  $e_2$  і  $E_d$ . При  $E_d + e_2 > 0$   $di/d\vartheta > 0$  і струм зростає, при  $E_d + e_2 = 0$  (момент часу  $\vartheta_0$ ) струм досягає максимуму. При  $E_d + e_2 < 0$  струм зменшується і тече у колі за рахунок енергії, накопиченій у магнітному полі дроселя  $L_d$ .

Якщо вмикання тиристора  $VS$  здійснено до моменту часу  $\pi$  (рис. 1.1,б), наприклад, при куті керування  $\alpha = \alpha_2$ , то на інтервалі  $\vartheta_2 \dots \pi$  ЕРС  $e_2$  і  $E_d$  ще співпадають за напрямком і обидва джерела ЕРС працюють як генератори, електрична енергія яких перетворюється в енергію магнітного поля дроселя. На інтервалі  $\pi \dots \vartheta_0$  джерело ЕРС (мережа змінного струму) працює як споживач електричної енергії, а в дроселі як і раніше відбувається накопичення енергії. З моменту часу  $\vartheta_0$  дросель  $L_d$  починає віддавати енергію в мережу змінного струму. Режим інвертування спостерігається на протязі інтервалу  $\pi \dots \vartheta'_2$ , поки струм  $i_2$  в колі інвертора не досягне нульового значення. З моменту часу  $\vartheta'_2$  напруга на тиристорі  $VS$  стає негативною, зберігаючи негативне значення на протязі інтервалу  $\beta$  (рис. 1.1,в). З моменту часу  $\vartheta'_0$  та до наступного моменту подачі керуючого імпульсу на тиристор напруга між анодом та катодом тиристора позитивна (рис. 1.1,в).

Права частина виразу (1.1) визначає миттєве значення напруги на

дроселі. У дроселі без втрат середнє значення напруги дорівнює нулю

$$\int_{\alpha}^{\alpha+\lambda_{VS}} (E_d + e_2) d\vartheta = 0, \quad (1.3)$$

де  $\lambda_{VS}$  — тривалість протікання струму через тиристор, яку можна визначити з розв'язання рівняння (1.3).

Вираз (1.3) визначає площу, обмежену синусоїдою  $e_2$  відносно лінії  $E_d$  (рис. 1.1,б) на інтервалі  $\lambda_{VS}$  для кожного конкретного значення струму в електричному колі. Сумарна площа буде дорівнювати нулю (заштрихованій області для струмів  $i_1$  та  $i_2$  і не заштрихована — для струму  $i_{гр}$ ), якщо  $S_1 = S'_1$  ( $S_2 = S'_2$ , або  $S_{гр} = S'_{гр}$ ). Пропорційні площам будуть також енергія, накопичена в магнітному полі дроселя ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_{гр}$ ), і розсіяна енергія ( $S'_1$ ,  $S'_2$ ,  $S'_{гр}$ ).

Переривання струму в колі інвертора визначається моментом, коли при заданому куті керування обидві площі ( $S_1$  і  $S'_1$ ,  $S_2$  і  $S'_2$ ,  $S_{гр}$  і  $S'_{гр}$ ) стають рівними між собою. При зміні кута керування в бік зменшення площа  $S_1$ , а отже, і площа  $S'_1$  будуть весь час зростати. Проте збільшення цієї площі при вказаних значеннях ЕРС  $E_{2m}$  і  $E_d$  обмежено ділянкою синусоїди  $0_1 \dots 0'_1$ . Як тільки буде втрачений резерв цієї площі, тиристор при  $\alpha = \alpha_a$  раз ввімкнувшись, не зможе вимкнутися і з точки  $0'_1$  його струм почне знову зростати під дією позитивної напруги, що дорівнює  $E_d + e_2$ . При цьому інвертор переходить в режим короткого замикання. Точку  $0'_1$ , яка визначає границю стійкості роботи інвертора, називають граничною, а кут керування  $\alpha_{гр}$ , при якому досягається цей режим, — граничним.

Втрата стійкості (перекидання) в реальних інверторах настає раніше точки  $0'_1$ , тому що для відновлення керуючих властивостей тиристора після його вимикання необхідний деякий проміжок часу  $\delta$  (рис. 1.1,б) для розсмоктування електричних зарядів у  $p$ - $n$ -переходах. Отже, в реальному інверторі тиристор повинен вимикатися раніше на кут  $\delta$ ,

ніж буде досягнута точка  $0'_1$ , причому це випередження повинно завжди відповідати найбільш важкому режиму роботи тиристора, при якому  $\delta = \delta_{\max}$ .

Аналогічну картину можна одержати, якщо  $\alpha = \text{const}$ , а  $E_d = \text{var}$ .

Розглянутий інвертор вміщує ті ж елементи, що і керований випрямляч, що працює на проти ЕРС. Проте роль проти ЕРС у режимі інвертування виконує не  $E_d$ , а напруга мережі змінного струму. Щоб перейти від режиму випрямлення до режиму інвертування, треба змінити напрямок  $E_d$  і збільшити кут керування за межі граничного.

### 1.3. ОДНОФАЗНИЙ ІНВЕРТОР З СЕРЕДНЬОЮ ТОЧКОЮ

Розглянемо роботу керованого однофазного перетворювача з середньою точкою (рис. 1.2,а), у колі постійного струму якого ввімкнена електрична машина, що працює або як двигун з проти ЕРС  $E_{\text{дв}}$  (режим випрямлення), або як генератор з ЕРС  $E_{\text{г}}$  (режим інвертування). Аналіз процесів у перетворювачі був даний у ( ) для керованого режиму випрямлення. При невеликих кутах керування ЕРС і струми у півобмотках з числом витків  $w_2$  на протязі більшої частини півперіоду співпадають за напрямком, а напрямки струму  $I_d$  і ЕРС  $E_{\text{дв}}$  у колі постійного струму протилежні (рис. 1.2,б), тобто енергія передається від трансформатора до електричної машини. У режимі випрямлення середні значення випрямленого струму та напруги визначаються виразами

$$I_{d\alpha} = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \quad (1.4)$$

$$U_{d\alpha} = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos\alpha - \frac{I_{d\alpha} x_a}{\pi} \quad (\alpha < \pi/2), \quad (1.5)$$

де  $\gamma$  — кут комутації.

З виразу (1.5) видно, що зі збільшенням кута керування  $\alpha$  середнє значення випрямленої напруги зменшується. При  $\alpha = \pi/2$  перша складова у правій частині ( $U_d$ ) дорівнює нулю, а значення  $U_{d\alpha}$  негативне.



При  $\alpha > \pi/2$  обидві величини ( $U_d$  і  $U_{d\alpha}$ ) негативні. Якщо при цьому перевести електричну машину в режим генератора (змінити полярність її ЕРС та прикласти до валу машини зовнішній механічний обертаючий момент), то перетворювач буде працювати в режимі інвертування. Відповідні часові діаграми для цього режиму зображені на рис. 1.2, в. ЕРС і струми в обмотках трансформатора на протязі більшої частини півперіоду не співпадають за напрямком, а напрямок струму  $I_d$  і ЕРС  $E_r$  співпадають, тобто енергія передається від електричної машини (гене-

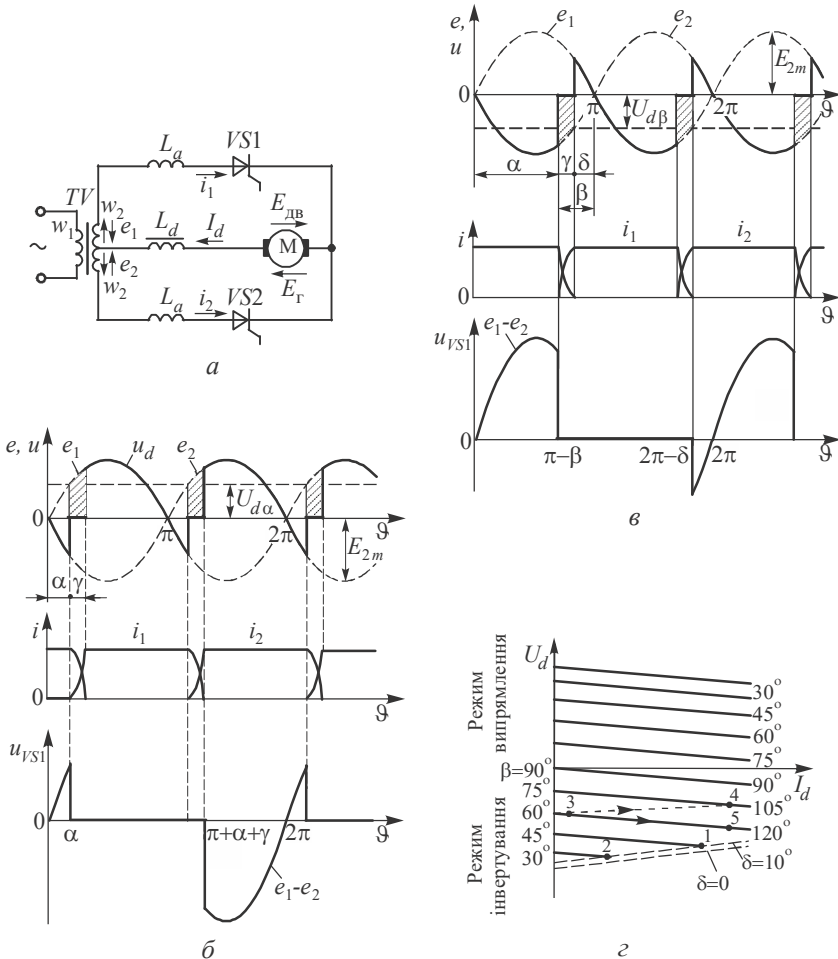


Рис. 1.2  
17

ратора) в обмотки трансформатора (споживача), а отже, і в мережу змінного струму.

У режимі випрямлення у перетворювачі проти ЕРС визначалася ЕРС двигуна постійного струму. У режимі інвертування роль проти ЕРС виконує напруга мережі змінного струму. При цьому середнє значення напруги  $U_{d\alpha}$  на обмотках трансформатора має негативну полярність у порівнянні з режимом випрямлення.

Інвертори звичайно характеризуються не кутами керування  $\alpha$ , а кутами випередження  $\beta = \pi - \alpha$  (рис. 1.2,в).

Основні характеристики можна виразити також рівняннями (1.4) і (1.5), проте вид їх дещо зміниться, якщо підставити  $\alpha = \pi - \beta$ ,

$$I_{d\beta} = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos\beta] , \quad (1.6)$$

$$U_{d\beta} = - \left( \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos\beta + \frac{I_{d\beta} x_a}{\pi} \right) = - (U_{d0} \cos\beta + \Delta U_x). \quad (1.7)$$

Входом перетворювача в режимі залежного інвертування є коло постійного струму, тому залежність середнього значення інвертованої напруги  $U_{d\beta}$  від середнього значення інвертованого струму  $I_{d\beta}$  при постійному куті регулювання  $\beta$  називають *вхідною характеристикою* залежного інвертора [вираз (1.7)].

Знак мінус напруги  $U_{d\beta}$  підтверджує зміну полярності напруги у колі постійного струму інвертора у порівнянні з випрямлячем. Зміна знака у середнього значення комутаційного спаду напруги  $\Delta U_x$  свідчить про те, що вхідні характеристики підіймаються зі зростанням струму з таким нахилом, з яким спадають зовнішні характеристики випрямляча.

У випадку, якщо вентильний перетворювач почергово працює у випрямному та інверторному режимах, його зовнішні та вхідні характеристики зображуються на спільному графіку відповідно в першому та четвертому квадрантах (рис. 1.2,з).

Регульовальну характеристику залежного інвертора можна одержати з регульовальної характеристики керованого випрямляча заміною  $\alpha = \pi - \beta$

$$U_{d\beta} = U_{d0} \cos \alpha = -U_{d0} \cos \beta. \quad (1.8)$$

Знак мінус свідчить про зворотню полярність напруги у колі постійного струму залежного інвертора у порівнянні з керованим випрямлячем.

Стійкість роботи інвертора визначається величиною кута  $\delta$ , на протязі якого після переходу струму тиристора через нульове значення між анодом і катодом зберігається негативна напруга і відновлюються керуючі властивості тиристора. Треба, щоб виконувалася умова  $\delta_{\min} > \omega_M t_{\text{від}}$ , де  $t_{\text{від}}$  — час відновлення керуючих властивостей тиристора.

При  $\delta < \omega_M t_{\text{від}}$  настає аварійний режим — перекидання інвертора. Кут  $\delta$  пов'язаний з кутами  $\beta$  і  $\gamma$  залежністю  $\delta = \beta - \gamma$ .

Зі збільшенням струму  $I_{d\beta}$  при  $\beta = \text{const}$  кут  $\gamma$  зростає, а кут  $\delta$  зменшується і може досягнути при визначеному значенні струму мінімально допустимого значення. Цим і визначається допустимий струм інвертора в колі постійного струму, перевищення якого приводить до перекидання інвертора.

З іншого боку, зі зменшенням кута  $\beta$  інвертора (зі збільшенням напруги  $U_{d\beta}$ ) кут  $\delta$  також зменшується (збільшення  $U_{d\beta}$  при  $E_{2m} = \text{const}$  може відбуватися за рахунок скорочення ділянок з позитивними значеннями ЕРС  $e_1$  або  $e_2$ , а отже, за рахунок зменшення кута  $\beta$ ).

Оскільки з підвищенням напруги  $U_{d\beta}$  при зменшенні кута  $\beta$  кут  $\delta$  зменшується, допустимий струм інвертора  $I_{d\beta}$  буде також зменшуватися. Залежність між величинами  $U_{d\beta}$ ,  $I_{d\beta}$  і  $\delta$  можна одержати з виразів (1.6) і (1.7). Визначивши з виразу (1.6) значення  $\cos \beta$  і підставивши його у формулу (1.7), одержимо

$$U_{d\beta \max} = -\frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \delta + \frac{x_a I_{d\beta \max}}{\pi}. \quad (1.9)$$

Характеристику  $U_{d\beta \max} = f(I_{d\beta \max})$ , яка описується виразом (1.9), називають обмежувальною характеристикою інвертора. Вона є

дзеркальним відображенням зовнішньої характеристики того ж перетворювача, що працює в режимі випрямляча, якщо кути  $\delta$  (режим інвертування) і  $\alpha$  (режим випрямлення) рівні за величиною. На рис. 1.2,з наведені обмежувальні характеристики при  $\delta = 0$  і  $\delta = 10^\circ$  (пунктирні лінії), а також вхідні характеристики інвертора при різних значеннях кута випередження  $\beta$ . З цих характеристик можна визначити при заданих  $\beta$  і  $\delta$  граничні значення  $I_{d\beta\max}$  і  $U_{d\beta\max}$  (точки 1 і 2 при  $\delta = 10^\circ$  і  $\beta = 45^\circ$ ,  $\beta = 30^\circ$ ).

Використовуючи сім'ю вхідних характеристик та ураховуючи обмежувальну характеристику, можна визначити способи регулювання (збільшення) потужності  $P$ , що віддається інвертором у мережу змінного струму:

1. При постійному куті  $\beta$  (рис. 1.2,з) збільшуємо  $U_{d\beta} = E_d$  (переходимо з точки 3 в точку 5).

2. При постійній  $E_d = U_{d\beta}$  збільшуємо кут  $\beta$  (переходимо з точки 3 в точку 4).

3. При постійному куті  $\beta$  зменшуємо напругу вторинної обмотки трансформатора (зменшуємо коефіцієнт трансформації). Оскільки струм  $I_{d\beta}$  визначається різницею напруг джерела постійної напруги  $E_d$  та миттєвого значення напруги  $e_2$ , то зменшення  $E_2$  еквівалентно збільшенню  $E_d$  (переходимо з точки 3 в точку 5).

Практично для регулювання потужності, яка віддається джерелом у мережу змінного струму, використовується лише перший спосіб, тому що змінювати коефіцієнт трансформації  $K_T$  складно. Регулювання потужності за рахунок зміни кута  $\beta$  пов'язано з погіршенням енергетичних характеристик (зменшенням коефіцієнта потужності інвертора).

Індуктивність згладжувального дроселя  $L_d$  знаходиться з умови обмеження другої гармоніки струму, яка в даній схемі найбільша за амплітудою. Відносне значення амплітуди другої гармоніки проти ЕРС у даній схемі інвертування струму при ідеальних умовах ( $\beta = 0, \gamma = 0$ ) дорівнює

$$\frac{U_{(2)m}}{U_{d\beta}} = \frac{2}{m_{\pi}^2 - 1} = \frac{2}{3}.$$

При обмеженні амплітуди другої гармоніки струму до 0,1 середнього значення струму  $I_{d\beta}$  потрібна індуктивність при  $f_m = 50$  Гц повинна бути

$$L_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{d\beta}}{0,1 I_{d\beta} 2\omega_m} \approx 0,01 \frac{U_{d\beta}}{I_{d\beta}} [\text{Гн}] .$$

Типова потужність дроселя повинна дорівнювати

$$P_L = \frac{1}{2} I_{d\beta} U_{(2)m} = \frac{1}{2} I_{d\beta} \cdot \frac{2}{3} U_{d\beta} = \frac{1}{3} I_{d\beta} U_{d\beta},$$

що при ідеальних умовах ( $\beta = 0, \gamma = 0$ ) складає близько 30...35% установлювальної потужності інвертора. Коли  $\beta > 0$  і  $\gamma > 0$ , напруга на дроселі може бути більшою, чим за ідеальних умов, і потужність дроселя  $P_L$  при обмеженні коефіцієнта згладжування за струмом може зрости до 35К 40% установлювальної потужності інвертора. З переходом до багатофазного інвертора потужність дроселя набагато менша. Коефіцієнт  $1/2$  у виразі для  $P_L$  введений у зв'язку з тим, що в дроселі тільки одна обмотка, у той час як типова потужність розраховується по відношенню до магнітних систем трансформаторів, у яких 2 обмотки.

#### **1.4. ТРИФАЗНИЙ ІНВЕРТОР З СЕРЕДНЬОЮ ТОЧКОЮ**

Часові діаграми, що ілюструють роботу трифазного інвертора (рис. 1.3,а), наведені на рис. 1.3,б.

На відміну від однофазного інвертора кожний тиристор проводить струм більше третини періоду. Випрямлена напруга перетворювача співпадає у між комутаційний час з ЕРС працюючої фази вентильної обмотки, а на протязі часу комутації вона дорівнює середньому арифметичному значенню ЕРС комутуючих фаз. Як і в однофазному інверторі, випрямлена напруга негативна.

Напругу на непрацюючому тиристорі можна визначити за другим законом Кірхгофа; вона дорівнює різниці ЕРС фази, в якій знаходиться

цей тиристор, та ЕРС працюючої фази (в комутаційний час, коли струм тече по двох фазах, віднімаються їх середньоарифметичне значення).

Середнє значення проти ЕРС інвертора на холостому ходу ( $I_d = 0$ ,  $\gamma = 0$ ) згідно рис. 1.3,б

$$E_{d0} = -U_{d0} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} E_{2m} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \beta\right) d\vartheta = \quad (1.10)$$

$$= \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos\beta = \frac{3}{2\pi} \sqrt{6} E_2 \cos\beta,$$

де  $E_{2m}$  і  $E_2$  — амплітудне та діюче значення фазної ЕРС вентильної обмотки трансформатора.

При  $I_d \neq 0$  і  $\gamma \neq 0$  проти ЕРС підвищується за рахунок комутації.

Для визначення проти ЕРС інвертора з урахуванням комутації треба розрахувати процес комутації. Нехай, наприклад, відбувається комутація струму з фази  $A$  на фазу  $B$ . За другим законом Кірхгофа складемо рівняння для контуру комутації

$$e_b - e_a = x_a \left( \frac{di_b}{d\vartheta} - \frac{di_a}{d\vartheta} \right). \quad (1.11)$$

Якщо відлік часу вести з початку комутації, то

$$e_a = E_{2m} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \beta\right), \quad e_b = E_{2m} \sin\left(\vartheta - \frac{5\pi}{6} - \beta\right),$$

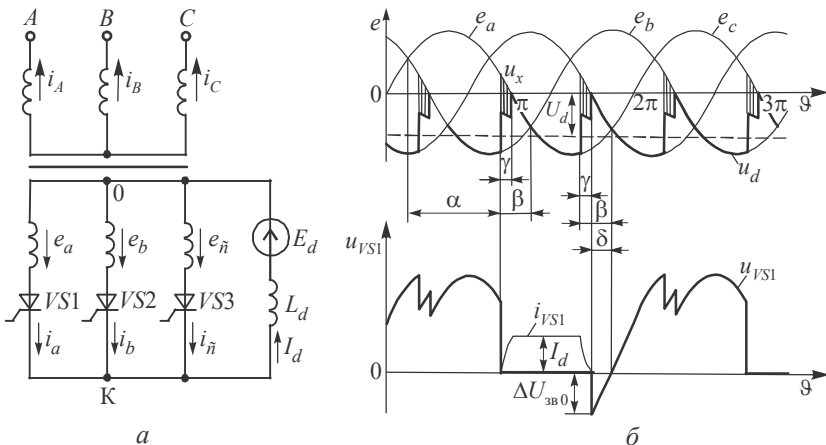


Рис. 1.3

$$e_b - e_a = -\sqrt{3}E_{2m}\sin(\vartheta - \beta).$$

Ураховуючи, що  $i_a + i_b = I_d$ , одержуємо

$$-\sqrt{3}E_{2m}\sin(\vartheta - \beta) = 2x_a \frac{di_b}{d\vartheta}. \quad (1.12)$$

Розв'язання цього рівняння має вигляд

$$i_b = \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a}\cos(\vartheta - \beta) + C. \quad (1.13)$$

Сталу інтегрування  $C$  знаходимо з початкових умов  $i_b = 0$  при  $\vartheta = 0$

$$C = -\frac{\sqrt{3}}{2x_a}E_{2m}\cos\beta.$$

Таким чином,

$$i_b = \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a}[\cos(\vartheta - \beta) - \cos\beta]. \quad (1.14)$$

При  $\vartheta = \gamma$  комутація закінчується і  $i_b = I_d$

$$I_d = \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a}[\cos(\beta - \gamma) - \cos\beta]. \quad (1.15)$$

З останнього рівняння можна визначити кут  $\gamma$ . Миттєве значення напруги на індуктивності розсіювання в період комутації

$$u_x = x_a \frac{di_b}{d\vartheta} = -\frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2}\sin(\vartheta - \beta). \quad (1.16)$$

За рахунок цієї напруги миттєве значення проти ЕРС інвертора в період комутації підвищується.

Збільшення середнього значення проти ЕРС інвертора за рахунок комутаційного процесу з урахуванням (1.15) оцінюють виразом

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= \frac{-3}{2\pi} \int_0^\gamma \frac{\sqrt{3}}{2} E_{2m} \sin(\vartheta - \beta) d\vartheta = \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} E_{2m} [\cos(\beta - \gamma) - \cos\beta] = \frac{3}{2\pi} x_a I_d. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Кінцевий вираз для середнього значення проти ЕРС інвертора

$$U_{d\beta} = U_{d0} + \Delta U_x = \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos\beta + \frac{3}{2\pi} x_a I_d. \quad (1.18)$$

Порівнюючи вирази (1.7) та (1.18), приходимо до висновку, що проти ЕРС трифазного інвертора при ідеальному холостому ході перевищує проти ЕРС однофазного інвертора при однаковій ЕРС вентильної обмотки трансформатора у  $\frac{3\sqrt{3}}{4} \approx 1,3$  рази, а нахил вхідної характеристики трифазного інвертора при тій самій індуктивності розсіювання більший у  $\frac{3\pi}{2\pi} = 1,5$  рази. Збільшення нахилу характеристики пояснюється тим, що на протязі періоду в трифазному інверторі відбувається три комутації, а в однофазному — тільки дві.

Змінна складова проти ЕРС інвертора, як видно з рис. 1.3,б, має потрійну частоту по відношенню до частоти живильної мережі.

Форма кривої напруги на непрацюючому тиристорі має суттєве значення, тому що вона визначає умови роботи тиристорів у перетворювачі. Особливо важливі початковий стрибок напруги на тиристорі після виходу його з роботи та максимальне значення напруги на тиристорі.

Початковий стрибок напруги, визначаючий імовірність виникнення аварійних режимів у випрямлячах, визначається виразом

$$\Delta U_{зв0} = \sqrt{3} E_{2m} \sin\delta = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\beta - \gamma). \quad (1.19)$$

Зменшення кута  $\beta$  приводить до збільшення імовірності перекидання інвертора.

Максимальна напруга на тиристорі дорівнює амплітуді лінійної ЕРС вентильної обмотки трансформатора  $\sqrt{3} E_{2m}$ .

У трифазних перетворювачах з середньою точкою має місце вимушене намагнічування осердя трансформатора. Тому в потужних установках їх не використовують ні в режимі випрямлення, ні в режимі інвертування. Тим не менше описані процеси у такому перетворювачі являють значний інтерес, оскільки на основі розглянутого перетворювача створюються більш складні трифазні перетворювачі, які знайшли широке застосування у промисловості.



## 1.5. ТРИФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ІНВЕРТОР

Робота трифазного залежного мостового інвертора ілюструється часовими діаграмами, наведеними на рис. 1.4,а, де  $u_{d1}$  і  $u_{d2}$  — відповідно напруги, що комутуються тиристорами непарної та парної груп. Проти ЕРС мостового перетворювача дорівнює  $u_d = u_{d1} + u_{d2}$ . Напруга  $u_d$  у кожний момент часу повинна дорівнювати лінійній напрузі — різниці напруг двох одночасно працюючих фаз вентильних обмоток трансформатора. Підсумовуються, очевидно, також середні значення проти ЕРС

$$E_d = E_{d1} + E_{d2}.$$

Оскільки  $E_{d1} = E_{d2}$ , а напруги  $u_{d1}$  і  $u_{d2}$  відрізняються лише зсу-

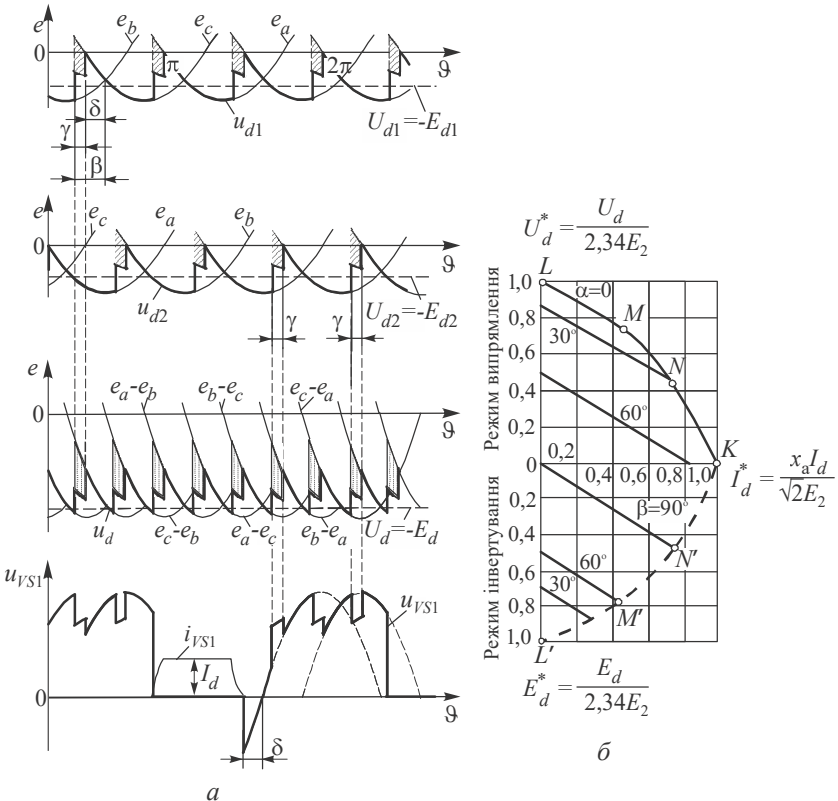


Рис. 1.4  
25

вом у часі, середнє значення проти ЕРС мостового інвертора вдвічі більше за середнє значення проти ЕРС трифазного інвертора з середньою точкою.

Зі співвідношення (1.18) одержимо вираз

$$E_d = -U_{d\beta} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos\beta + \frac{3}{\pi} x_a I_d, \quad (1.20)$$

який представляє собою вхідну характеристику інвертора в режимі  $\gamma < \pi/3$ . Аналогічно режиму випрямлення при інвертуванні також мають місце три режими: режим I ( $0 < \gamma < \pi/3$ ), режим II ( $\gamma = \pi/3$ ), режим III ( $\pi/3 < \gamma < 2\pi/3$ ).

Вхідні характеристики інвертора для цих режимів наведені у нижньому квадранті рис. 1.4,б.

Пульсації проти ЕРС інвертора, як видно з рис. 1.4,а, мають шестикратну частоту по відношенню до ЕРС мережі змінного струму.

Напруга на непрацюючому тиристорі подібна напрузі на тиристорі у трифазному інверторі з середньою точкою (див. рис. 1.3,б). Єдина відмінність полягає в наявності двох додаткових комутаційних піків напруги, обумовлених комутаціями в сусідній групі тиристорів.

Перекиданню інвертора можуть сприяти високочастотні коливання, що збуджуються при стрибкоподібній зміні напруги в контурі, який утворюється індуктивністю розсіювання трансформатора та паразитними ємностями. За рахунок цих коливань напруга на тиристорі може суттєво підвищуватися. Для боротьби з високочастотними коливаннями паралельно тиристорам вмикають демпфірувальні  $RC$ -ланцюги.

Форма струму одного з тиристорів інвертора  $i_{VSI}$  наведена на рис. 1.4,а. Форма струму інших тиристорів, а також обмоток трансформатора аналогічна. Вимушеного намагнічування осердя трансформатора у мостовому інверторі, як відмічалось, не може бути.

## 1.6. КОЕФІЦІЄНТ ПОТУЖНОСТІ ІНВЕРТОРА

Як відомо, коефіцієнт потужності перетворювача з синусоїдальними напругами та несинусоїдальними струмами визначається виразом

$$\delta = \beta - \gamma, \quad (1.21)$$

де  $P$  — активна потужність, яка віддається інвертором у мережу змінного струму;  $S$  — повна потужність інвертора;  $v = I_{(1)}/I$  — коефіцієнт спотворення, який дорівнює відношенню діючого значення першої гармоніки струму до діючого значення струму;  $\varphi_{(1)}$  — кут зсуву фаз між напругою і першою гармонікою струму.

Якщо позитивні напрямки струмів і напруг (ЕРС) на виході перетворювача (у трансформаторі) вважати однаковими в режимах випрямлення та інвертування, то активна потужність буде позитивною при випрямленні і негативною — при інвертуванні. Це сприяє передачі енергії від джерела постійного струму в мережу змінного струму. Тоді значення  $\cos\varphi_{(1)}$  буде також негативним. Коефіцієнт потужності  $\lambda$  прийнято вважати позитивним. Тому у виразі (1.21) беруть абсолютні величини активної потужності та  $\cos\varphi_{(1)}$ .

Для визначення  $\varphi_{(1)}$  апроксимуємо струм у тиристорах і обмотках трансформатора трапецією.

На рис. 1.5 показані часові діаграми струму фази та ЕРС мережевої обмотки трансформатора трифазного мостового інвертора. Струмом намагнічування трансформатора нехтуємо.

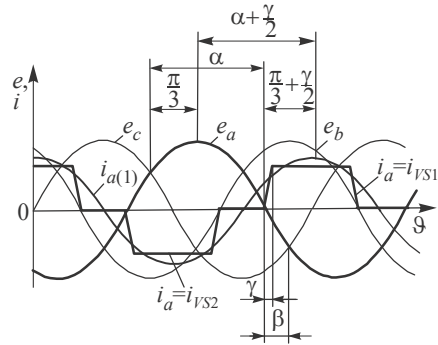


Рис. 1.5

Очевидно, вісь симетрії трапецеїдального струму співпадає у часі з максимумом першої гармоніки цього струму  $i_{a(1)}$ . Кут зсуву фаз знаходимо між моментами часу, що відповідають максимумам ЕРС і струму фази  $a$ . Як видно з рис. 1.5, цей кут дорівнює

$$\varphi_{(1)} = \alpha + \frac{\pi}{3} + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{3} = \alpha + \frac{\gamma}{2}.$$

Ураховуючи, що  $\alpha = \pi - \beta$  і те, що в режимі інвертування  $\beta < \pi/2$ , одержимо

$$|\cos\varphi_{(1)}| = |\cos(\alpha + \gamma/2)| = |\cos(\beta - \gamma/2)|. \quad (1.22)$$

Таким чином,

$$\lambda = v \cos(\beta - \gamma/2). \quad (1.23)$$

Коефіцієнт спотворення форми струму при миттєвій комутації (коли форма струму прямокутна) дорівнює  $3/\pi \approx 0,955$ ; зі збільшенням кута комутації коефіцієнт спотворення збільшується, досягаючи величини 0,966 при  $\gamma = 40^\circ$ .

З виразу (1.23) видно, що для підвищення коефіцієнта потужності інвертора треба прагнути, щоб інвертор працював з меншими кутами випередження  $\beta$ . Проте, зменшення кута  $\beta$  приводить до зменшення кута  $\delta = \beta - \gamma$  і відповідно до збільшення імовірності перекидання інвертора.

Пошук можливостей зменшення кута випередження для підвищення коефіцієнта потужності залежних інверторів є важливою техніко-економічною задачею.

## 1.7. АВАРІЙНІ РЕЖИМИ РОБОТИ ІНВЕРТОРІВ

Характерною особливістю роботи однофазного інвертора є те, що на протязі часу, більшого за половину непровідної частини періоду, напруга на тиристорі позитивна (див. рис. 1.2,в) і він підтримується у вимкненому стані. Ця особливість притаманна усім інверторам, оскільки негативна постійна складова напруги  $U_d$  може врівноважуватися тільки позитивною складовою напруги на тиристорі.

Тиристор повинен встигнути відновити свої запірні властивості за проміжок часу, на протязі якого напруга на тиристорі, що закінчив роботу, залишається негативною. Цьому часу відповідає кут  $\delta$  (див. рис. 1.2,в). У іншому випадку тиристор вмикається, тобто починає проводити струм. ЕРС вентиляної обмотки при цьому не перешкоджає, як повинно бути при інвертуванні, а сприяє протіканню струму. Тому струм під дією двох однаково направлених ЕРС — ЕРС вентиляної обмотки трансформатора та ЕРС зовнішнього джерела кола постійного струму — різко зростає.

Цей режим є аварійним і зветься перекиданням інвертора. Таким чином, для стійкої роботи інвертора треба, щоб кут  $\delta$  перевищував кут відновлення керуючих властивостей тиристора.

Зовнішні характеристики перетворювача, побудовані при постій-

ному куті керування (або куті випередження при інвертуванні) (див. рис. 1.2, з), називають природними. Інколи перетворювач, особливо інвертор, оснащують компаундувальним пристроєм, який, діючи на керуючі електроди тиристорів, забезпечує зміну кута випередження  $\beta$  зі зміною величини струму. Разом з тим змінюється і проти ЕРС інвертора — її залежність від струму визначається штучною зовнішньою характеристикою. Частіше всього систему компаундування налагоджують таким чином, щоб вона зі збільшенням струму  $I_d$  збільшувала кут випередження інвертора, перешкоджаючи тим самим зменшенню кута  $\delta$ . Зокрема, за рахунок системи компаундування можна добитися сталості кута  $\delta$  зі зміною струму. Тоді штучна зовнішня характеристика буде паралельна обмежувальній характеристиці, а при  $\delta = \delta_{\min}$  — співпадати з нею.

Треба пам'ятати, що робота з штучною характеристикою може виявитися нестійкою. Нехай, наприклад, джерело постійного струму, що живить інвертор, ідеальний, тобто його зовнішня характеристика  $U_r = f(I_d)$  є горизонтальна пряма лінія (рис. 1.6, а). Напруга генератора повинна дорівнювати проти ЕРС інвертора, тоді величина струму  $I_d$  системи генератор-інвертор визначається точкою М перетину їх зовнішніх характеристик. Якщо струм збільшиться (під дією дестабілізуючих факторів) на невелику величину  $\Delta I_d$ , це призведе до збільшення кута  $\beta$  і відповідно зменшенню проти ЕРС інвертора, що викличе подальше збільшення струму, зменшення проти ЕРС і т.д. Струм зростає, поки інвертор не вимкнеться захисними пристроями. Так само розвива-

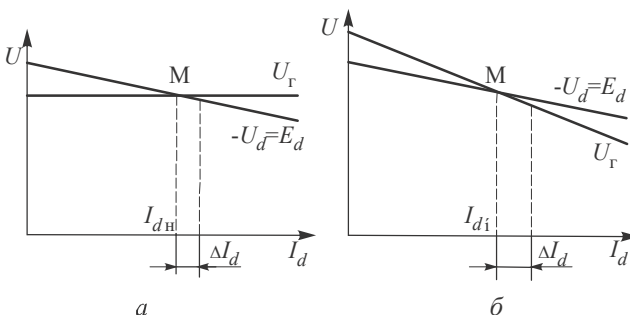


Рис. 1.6  
29

ється процес і тоді, коли характеристика є падаючою, але нахил її менший, ніж у вхідної характеристики інвертора.

Для забезпечення стійкої роботи треба, щоб нахил зовнішньої характеристики генератора перевищував нахил вхідної характеристики інвертора (рис. 1.6,б). Для цього генератор повинен мати, наприклад, достатньо великий внутрішній опір. Тоді при випадковому збільшенні струму напруга генератора зменшується в більшому степені, ніж проти ЕРС інвертора, що приводить до зменшення струму до величини, що відповідає точці М.

Причиною аварійного зростання струму в інверторі можуть бути окремі пропуски ввімкнення чергового тиристора. Якщо не відбулась комутація на тиристор  $VS2$ , у роботі залишається тиристор  $VS1$ ; випрямлена напруга, що дорівнює  $e_1$ , стає позитивною (див. рис. 1.2,в) і, діючи однаково з ЕРС генератора  $E_r$ , призводить до зростання струму, тобто аварійний процес має такий самий характер, як і при повторному вступу тиристора в роботу. Розвиток цього процесу залежить від індуктивності згладжувального реактора  $L_d$ ; у випадку одиночного пропус-

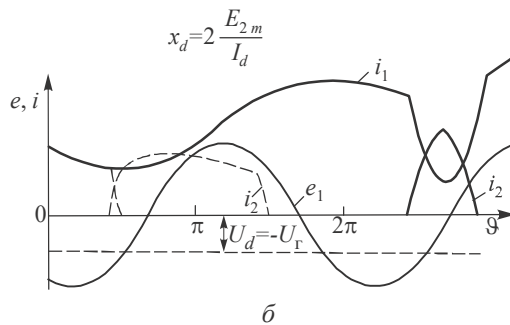
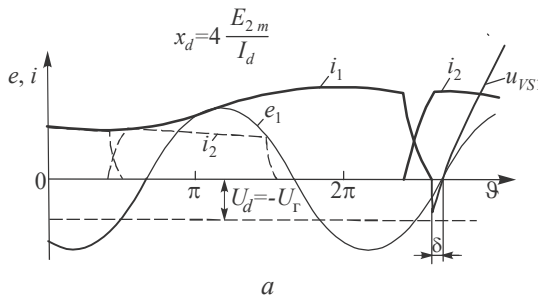


Рис. 1.7

ку ввімкнення або одиночного повторного вступу тиристора в роботу інвертор може відновити нормальний режим без вимикання, що ілюструється рис. 1.7,*a*, який відповідає пропуску ввімкнення тиристора  $VS2$ . Через достатньо велику індуктивність згладжувального дроселя аварійний струм зростає повільно, і через період після пропуску може відбутися комутація струму на тиристор  $VS2$ , після чого інвертор втягується в нормальну роботу (при цьому кут запасу  $\delta$  тиристора  $VS1$  виявляється дуже малим, оскільки відбулась комутація великого струму). При невеликій індуктивності згладжувального дроселя аварійний струм зростає швидко (рис. 1.7,*б*) і через період після пропуску комутація струму на тиристор  $VS2$  не може завершитися — струм дуже великий. Після цього струм продовжує зростати до вимикання інвертора. Перекидання інвертора може відбутися і внаслідок зменшення напруги мережі.

Ураховуючи відмічені особливості, індуктивність згладжувального дроселя при інвертуванні струму треба вибирати значно більшою, ніж при випрямленні.

## 1.8. РЕВЕРСИВНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

У промисловому електроприводі, на транспорті, у спеціальних енергетичних установках часто виникає необхідність швидкого та економічного змінювання режиму роботи пристрою постійного струму. Це гальмування двигунів постійного струму при значних обертових масах на валу з можливістю наступної зміни напрямку обертання, усунення електромагнітного поля («гасіння поля»), обумовленого енергією, накопиченою в індуктивних елементах. Часто потрібна зміна напрямку дії поля, тобто зміна напрямку струму в індуктивностях. Для того, щоб одержати високі економічні показники промислових установок, пристрої, що забезпечують їх живлення, повинні мати можливість повертати енергію, накопичену в обертових масах або індуктивних елементах, у живильну мережу.

Перелічені вище вимоги можуть бути задовільнені, якщо живлення промислових установок здійснювати за допомогою реверсивних перетворювачів постійного струму. Без застосування контактних перемика-

льних пристроїв, що володіють низькою надійністю та малою швидкодією, реверсивний перетворювач може бути побудований за допомогою двох груп вентилів, кожна з яких забезпечує протікання струму тільки в одному напрямку.

На рис. 1.8 наведений один з можливих варіантів побудови силової схеми реверсивного перетворювача постійного струму. Реверсивний перетворювач (рис. 1.8) складається з двох керованих вентиляльних комплектів ВК1 і ВК2, підключених зустрічно-паралельно навантаженню  $z_d$ . Кожний вентиляльний комплект підключений до живильної мережі. Вентильні комплекти можуть бути виконані за будь-якою відомою схемою випрямлення (з середньою точкою, мостовою). Вибір схеми вентиляльних комплектів залежить від потужності установки, вимог навантаження перетворювача за пульсаціями живильної напруги, вимог до електричних показників та інших спеціальних вимог.

Ураховуючи те, що регульовальна характеристика кожного вентиляльного комплекту в режимі безперервного струму навантаження виражається виразом  $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ , можливі наступні режими роботи реверсивного перетворювача.

1. Навантаження споживає енергію, напруга на навантаженні має полярність, показану на рис. 1.8 без дужок, струм навантаження тече від точки  $A$  до точки  $B$ . При цьому перша група ВК1 працює у випрямному режимі з кутом керування  $0 < \alpha_1 < 90^\circ$ .

2. Навантаження віддає накопичену енергію в живильну мережу. Напруга на навантаженні має полярність, показану на рис. 1.8 у дужках, струм навантаження тече від точки  $A$  до  $B$ . Перша група ВК1 працює в інверторному режимі,  $90^\circ < \alpha_1 < 180^\circ$ .

3. Навантаження споживає енергію, але напруга на навантаженні має полярність, показану на рис. 1.8 у дужках, а струм тече від точки  $B$  до  $A$ , ВК2 працює у випрямному режимі,  $0 < \alpha_2 < 90^\circ$ .

4. Навантаження віддає накопичену енергію в живильну мережу. Напруга на навантаженні має полярність, показану на рис. 1.8 без дужок, струм навантаження тече від

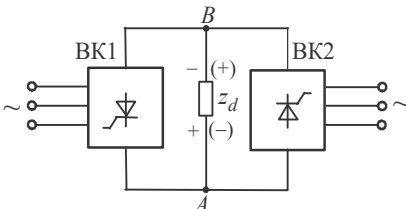


Рис. 1.8



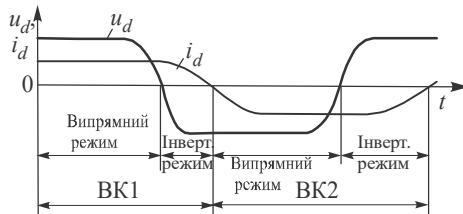
точки  $B$  до  $A$ , ВК2 працює в інверторному режимі,  $90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ$ .

Перевід перетворювача з одного режиму роботи в інший здійснюється шляхом дії на кути керування. При цьому можливість реалізувати той або інший режим роботи перетворювача залежить від характеру і процесів, що протікають у навантаженні. Дійсно, якщо у навантаженні немає накопиченої енергії, то реалізувати інверторний режим за допомогою будь-якого вентиляного комплекту неможливо. Якщо навантаження має індуктивний характер і струм навантаження тече від точки  $A$  до  $B$ , то ВК2 не може працювати ні у випрямному, ні в інверторному режимах, тому що напрямок провідності ВК2 та напрямок струму навантаження протилежні. Існують й інші «заборонені» режими роботи перетворювача.

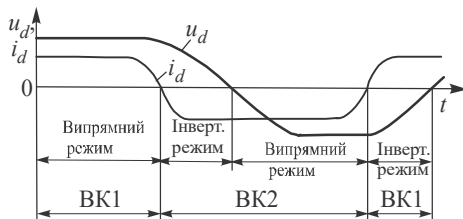
На рис. 1.9,а показаний можливий порядок зміни режимів роботи реверсивного перетворювача при індуктивному навантаженні, а на рис. 1.9,б — при рушійному навантаженні. Порівнюючи діаграми, видно, що перемикання вентиляльних комплектів відбувається при зміні напрямку струму в навантаженні.

Всі існуючі схеми реверсивних перетворювачів ділять на дві групи: перехресні («вісімкові») (рис. 1.10,а) і зустрічно-паралельні (рис. 1.10,б, в).

У перехресних схемах силовий трансформатор має дві ізолювані



а



б

Рис. 1.9

групи вторинних обмоток, кожна з яких живить свою групу тиристорів. Обидва перетворювачі з'єднані між собою через контур

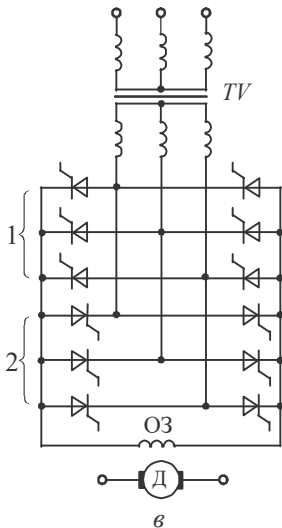
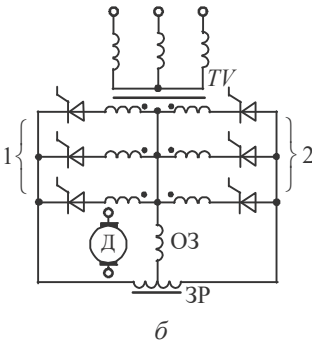
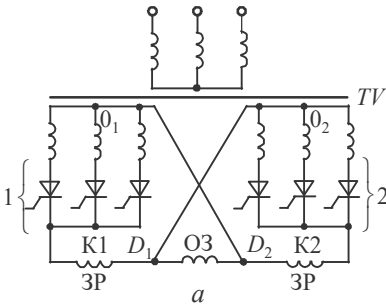


Рис. 1.10

$0_1 - K_1 - D_1 - 0_2 - K_2 - D_2 - 0_1$ , який утворює «вісімку». Навантаження (обмотка збудження) ОЗ через зрівнювальні дроселі ЗР підключене між спільними катодами груп 1, 2 вентилів і одночасно між нульовими виводами  $0_1, 0_2$  вторинних обмоток трансформатора. При цьому один перетворювач працює в режимі випрямлення з кутами керування  $\alpha$ , а інший — у режимі інвертування з кутами випередження  $\beta$ . При зміні полярності напруги у першого перетворювача кути змінюються з  $\alpha$  на  $\beta$ , а у другого — з  $\beta$  на  $\alpha$ .

Зустрічно-паралельні перетворювачі мають одну групу вторинних обмоток силового трансформатора, які живлять два випрямлячі 1 і 2, підключені зустрічно.

При роботі реверсивних перетворювачів, побудованих за схемами рис. 1.10, а, б, з'являється додатковий контур струму, в який входять обмотки трансформатора та випрямлячі 1 і 2. Під дією різниці миттєвих значень ЕРС на виході двох груп тиристорів у ньому може текти зрівняльний струм, який викликає додаткові втрати у тиристорах та обмотках трансформатора.

Як відмічалось, для одержання напруги на навантаженні визначеної

величини та полярності треба, щоб одна з груп тиристорів працювала в режимі випрямлення, а друга — у режимі інвертування.

Диференціальне рівняння, яке описує процеси у зрівняльному контурі, має вигляд

$$u_{зр} = L \frac{di_{зр}}{dt} + Ri_{зр} = u_1 + u_2, \quad (1.24)$$

де  $u_{зр}$  — миттєве значення зрівнювальної напруги;  $L$  — повна індуктивність контуру;  $i_{зр}$  — миттєве значення зрівняльного струму;  $R$  — повний активний опір контуру;  $u_1, u_2$  — миттєві значення напруг першої та другої груп тиристорів перетворювача.

У зв'язку з тим, що активний опір контуру малий у порівнянні з індуктивним опором (у перехресних перетворювачах зрівняльний струм тече по двох вторинних обмотках і має шестикратну частоту відносно частоти мережі; у зустрічно-паралельних перетворювачах зрівняльний струм тече через одну вторинну обмотку і має трикратну частоту), розв'язання рівняння (1.24) може бути представленим у вигляді

$$i_{зр} = \frac{1}{L} \int u_{зр} dt.$$

Для обмеження зрівняльного струму в перетворювач вводять обмежувальний (зрівняльний) реактор ЗР (рис. 1.10, *a, б*). Обмежити величину пульсуючого зрівняльного струму можна тільки в режимі переривчастого або гранично-переривчастого характеру струму, що можливо при відсутності в кривій  $u_{зр}$  постійної складової напруги (рис. 1.11), тобто

$$U_{зрср} = U_{d1} + U_{d2} = 0, \quad (1.25)$$

де  $U_{d1}, U_{d2}$  — середні значення напруг груп тиристорів;  $U_{зрср}$  — середнє значення зрівняльної напруги, яке визначається за формулою

$$U_{зрср} = \frac{1}{T_{зр}} \int_0^{T_{зр}} u_{зр} dt,$$

де  $T_{зр}$  — період зміни зрівняльних напруг та струму, що дорівнює  $2\pi/(m_2\omega_m)$ .

У зв'язку з тим, що групи тиристорів у контурі зрівняльного стру-

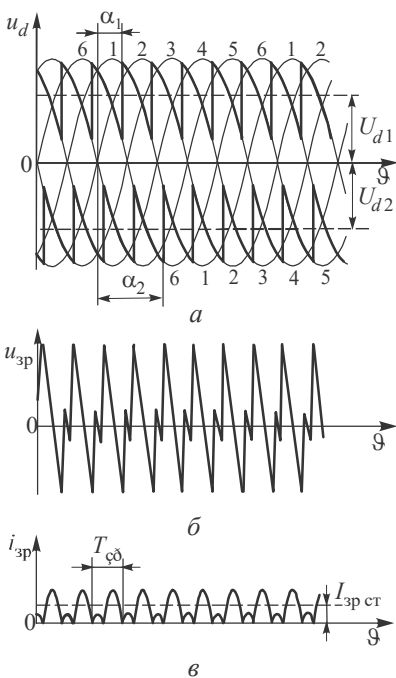


Рис. 1.11

вача.

При  $\alpha_1 + \alpha_2 < 180^\circ$  ( $U_{d1} > U_{d2}$ ) у контурі зрівняльного струму з'явиться некомпенсована постійна складова напруги, від дії якої зрівняльний струм вже не буде обмежуватися зрівняльним реактором.

При  $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$  ( $U_{d1} < U_{d2}$ ) безперервний зрівняльний струм не може з'явитися, тому що некомпенсована постійна складова напруги додатково «підпирає» тиристори. Проте при цьому погіршується використання трансформатора, зменшується коефіцієнт потужності перетворювача. Недоліки неузгодженого керування групами тиристорів у деякій мірі можна зменшити за рахунок зовнішніх зворотних зв'язків (систем автоматичного регулювання).

Виключити зрівняльні струми можна роздільним керуванням групами тиристорів. При цьому зрівняльний реактор відсутній. Роздільне керування міститься в тому, що імпульси керування подають тільки на ту групу тиристорів, яка в даний час повинна працювати. На непрацюючу групу імпульси керування не подають. Зняття імпульсів керування

му підключені зустрічно-паралельно навантаженню, з рівняння (1.25) робимо висновок, що знаки випрямлених напруг повинні бути протилежними ( $U_{d1} = -U_{d2}$ ). Для цього треба, щоб значення кута  $\alpha_1$  ( $\alpha_2$ ) було менше  $90^\circ$ , а значення кута  $\alpha_2$  ( $\alpha_1$ ) — більше  $90^\circ$ . Тоді матимемо

$$U_{d10} \cos \alpha_1 + U_{d20} \cos \alpha_2 = 0,$$

або

$$2 \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} = 0. \quad (1.26)$$

Рівність (1.26) буде виконуватися, якщо

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ. \quad (1.27)$$

Рівняння (1.27) є умовою узгодження керування двома групами тиристорів реверсивного перетворювача.

проводиться в момент рівності нулю струму перетворювача, а подача імпульсів керування на тиристори іншої групи — після деякої паузи (5...10 мс). Запізнювання у часі потрібне для зменшення струму до нуля після спрацьовування датчика, що здійснює контроль нуля струму навантаження і який має, як правило, декотру нечутливість.

Узгоджене керування дозволяє одержати найкращі динамічні показники, тому його застосовують для високоточних приводів. Проте при такому керуванні за рахунок зрівняльних реакторів збільшується маса і габарити тиристорного перетворювача.

Неузгоджене керування при  $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$  можна використовувати в електроприводах, де не пред'являють жорстких вимог до динамічних показників.

Роздільне керування доцільне в електроприводах, де припустимий «мертвий» час.

## Приклади

**Приклад 1.1.** Визначити значення проти ЕРС, середнє значення струму інвертора і струмів вторинної та первинної обмоток трансформатора у схемі рис. 1.2,а. Трансформатор і тиристори ідеальні,  $K_T = 1$ ,  $U_1 = U_2 = 127\text{ В}$ ,  $E_T = 200\text{ В}$ ,  $r_d = 2\text{ Ом}$ ,  $L_d = \infty$ ,  $\beta = 30^\circ$ .

Р о з в' я з а н н я. Беручи до уваги значення кута керування ( $\alpha > 90^\circ$ ) і полярність проти ЕРС  $E_T$ , приходимо до висновку, що перетворювач працює в інверторному режимі. Так як індуктивність згладжувального дроселя велика, струм навантаження безперервний.

$$U_{d\beta} = -\frac{2U_{2m}}{\pi} \cos\beta = -\frac{2\sqrt{2} \cdot 127}{3,14} \cos 30^\circ = -99\text{ В},$$

$$I_{d\beta} = \frac{E_T + U_{d\beta}}{r_d} = \frac{200 - 99}{2} = 50,5\text{ А}.$$

Діюче значення струмів вторинної та первинної обмоток трансформатора

$$I_2 = \frac{I_{d\beta}}{\sqrt{2}} = \frac{50,5}{\sqrt{2}} = 35,7\text{ А},$$

$$I_1 = I_d = 50,5\text{ А}.$$

**Приклад 1.2.** Який кут випередження повинен бути, аби проти ЕРС

джерела постійного струму дорівнювала  $E_r = 150 \text{ В}$ , а середнє значення випрямленого струму  $I_{d\beta} = 100 \text{ А}$ ? Напряга на вторинній обмотці трансформатора  $U_2 = 220 \text{ В}$ ,  $f_m = 50 \text{ Гц}$ , розсіювання обмоток трансформатора  $L_a = 1 \text{ мГн}$ ,  $r_d = 0,5 \text{ Ом}$ ,  $L_d = \infty$ . Визначити кут комутації.

Розв'язання. У інверторному режимі кут керування  $\alpha > 90^\circ$ , а струм безперервний, тому що  $L_d = \infty$ . Середнє значення струму, що тече у колі постійного струму,

$$I_{d\beta} = \frac{E_r + U_{d\beta}}{r_d},$$

де

$$\begin{aligned} U_{d\beta} &= -U_{d0} \cos\beta - \frac{x_a I_{d\beta}}{\pi} = -\frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \cos\beta - \frac{2\pi f_m L_a I_{d\beta}}{\pi} = \\ &= -\frac{2\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} \cos\beta - \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{\pi} = -198,2 \cos\beta - 10. \end{aligned}$$

З формули для  $I_{d\beta}$  одержуємо

$$100 = \frac{150 - 198,2 \cos\beta - 10}{0,5},$$

$$\text{тобто } \cos\beta = \frac{90}{198,2} = 0,454 \text{ та } \beta = 62,9^\circ.$$

Кут комутації може бути знайдений зі співвідношення

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos\beta + \frac{I_{d\beta} x_a}{U_{2m}},$$

$$\begin{aligned} \text{тобто } \cos(62,9^\circ - \gamma) &= \cos 62,9^\circ + \frac{100 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2} \cdot 220}; \\ \gamma &= 6^\circ. \end{aligned}$$

**Приклад 1.3.** При номінальній напрузі мережі визначити кут випередження  $\beta_{\text{ном}}$  і напрягу на вході інвертора  $U_{d\beta_{\text{ном}}}$ , якщо  $I_{d\beta_{\text{ном}}} = 10 \text{ А}$ ,  $\delta_{\text{ном}} = 15^\circ$ ;  $U_{2_{\text{ном}}} = 100 \text{ В}$ ;  $x_a = 5 \text{ Ом}$ . Схема інвертора трифазна мостова.

Розв'язання. З рівняння (1.15) визначасмо

$$\cos\beta_{\text{ном}} = \cos\delta_{\text{ном}} - \frac{2I_{d\beta_{\text{ном}}}}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}U_{2_{\text{ном}}}} x_a = \cos 15^\circ - \frac{2 \cdot 10 \cdot 5}{\sqrt{6} \cdot 100} = 0,56;$$

$$\beta_{\text{ном}} = 56^\circ.$$

Напруга на вході інвертора

$$U_{d\beta_{\text{ном}}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2\text{ном}} \frac{\cos\delta_{\text{ном}} + \cos\beta_{\text{ном}}}{2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{\cos 15^\circ + \cos 56^\circ}{2} = 178,5 \text{ В.}$$

**Приклад 1.4.** При якому степені зменшення напруги мережі настає перекидання інвертора і якою буде напруга  $U_{d\beta}$  в момент перекидання, якщо  $\beta$  і  $I_d$  залишаються незмінними за умовами прикладу 1.3; час відновлення керуючих властивостей тиристора вважати рівним нулю  $t_{\text{від}} = 0, \delta' = 0$ .

**Розв'язання.** Степінь зміни фазної ЕРС

$$K_e = \frac{U_2}{U_{2\text{ном}}} = \frac{2I_d\beta x_a}{\sqrt{6}U_{2\text{ном}}(\cos\delta' - \cos\beta)} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 5}{\sqrt{6} \cdot 100(1 - \cos 56^\circ)} = 0,93.$$

При зниженні напруги до 0,93 відбудеться перекидання інвертора. При цьому  $U_2 = K_e U_{2\text{ном}} = 0,93 \cdot 100 = 93 \text{ В}$ .

Напруга  $U_d$  в момент перекидання інвертора

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \frac{\cos 0 + \cos\beta}{2} = \frac{3\sqrt{6} \cdot 93}{\pi} \frac{1 + \cos 56^\circ}{2} = 169,6 \text{ В.}$$

**Приклад 1.5.** Якщо у тиристорах, що стоять у схемі інвертора,  $t_{\text{від}} = 150 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ , то який мінімальний кут  $\beta$  можна при цьому допустити, не викликаючи перекидання інвертора, при вхідних даних прикладу 1.3? Яка при цьому напруга на вході інвертора  $U_{d\text{доп}}$ ?

**Розв'язання.** Умова перекидання інвертора для реальних тиристорів  $\delta_{\text{мін}} = \delta_{\text{від}}$ , де  $\delta_{\text{від}}$  — час відновлення керуючих властивостей тиристора в електричних градусах. Для промислової мережі 50 Гц одержимо

$$\delta_{\text{мін}} = \delta_{\text{від}} = \frac{360}{T} t_{\text{від}} = \frac{360}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 2,7^\circ.$$

$$\cos\beta_{\text{мін}} = \cos\delta_{\text{мін}} - \frac{2}{\sqrt{6}} \frac{I_d}{U_2} x_a = \cos 2,7^\circ - \frac{2 \cdot 10 \cdot 5}{\sqrt{6} \cdot 100} = 0,59; \beta_{\text{мін}} = 53,8^\circ.$$

Допустима напруга на вході інвертора

$$U_{d\text{доп}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \frac{\cos\delta_{\text{мін}} + \cos\beta_{\text{мін}}}{2} = \frac{3\sqrt{6} \cdot 100}{\pi} \frac{\cos 2,7^\circ + \cos 53,8^\circ}{2} = 186 \text{ В.}$$

**Приклад 1.6.** Визначити середнє значення активної потужності, яка надходить у мережу змінного струму від трифазного мостового перетворювача,

за умови, що  $U_2 = 220 \text{ В}$ ,  $f_m = 50 \text{ Гц}$ ,  $r_d = 2 \text{ Ом}$ ,  $L_d = \infty$ ,  $E_d = 400 \text{ В}$ ,  $\beta = 60^\circ$ , а індуктивність трансформатора: а)  $L_a = 0$ , б)  $L_a = 1 \text{ мГн}$ . Активний опір трансформатора  $r_a = 0$ , тиристри ідеальні.

Розв'язання а) Середнє значення вхідної напруги інвертора

$$U_{d\beta} = -\frac{3\sqrt{3}U_{2m}}{\pi} \cos\beta = -\frac{3\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 220}{\pi} \cos 60^\circ = -257,4 \text{ В.}$$

Середнє значення струму у колі постійного струму

$$I_{d\beta} = \frac{U_d + E_d}{r_d} = \frac{-257,4 + 400}{2} = 71,3 \text{ А.}$$

Потужність, що надходить у мережу змінного струму,

$$P = |U_{d\beta} I_{d\beta}| = 257,4 \cdot 71,3 = 18352,6 \text{ Вт} \approx 18,4 \text{ кВт}.$$

б) При наявності індуктивностей  $L_a$  комутація струму між тиристорами буде відбуватися за кінцевий проміжок часу, тобто при кінцевому значенні кута комутації. Припустимо, що комутація проста, тобто комутація в одній групі закінчується до того, як починається комутація в іншій групі. З урахуванням комутації рівняння кола постійного струму

$$U_d - \frac{3x_a I_d}{\pi} + E_d - I_d r_d = 0,$$

$$I_d = \frac{U_d + E_d}{r_d + \frac{3x_a}{\pi}} = \frac{-257,4 + 400}{2 + \frac{3 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{\pi}} = 62 \text{ А.}$$

Кут комутації може бути визначений з рівняння

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos\beta + \frac{x_a I_d}{\sqrt{6} U_2};$$

$$\cos(60^\circ - \gamma) = \cos 60^\circ + \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 62}{\sqrt{6} \cdot 220},$$

$$\gamma = 2,4^\circ.$$

Потужність, яка надходить у мережу змінного струму,

$$P = |U_d I_d| = 257,4 \cdot 62 = 15958,8 \text{ Вт} = 15,96 \text{ кВт.}$$



## АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ

### 2.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Автономний (незалежний) інвертор — вентильний перетворювач електричної енергії постійного струму в змінний, вихідні параметри якого (форма, амплітуда і частота) визначаються схемою перетворювача, системою керування та режимом його роботи, на відміну від залежного інвертора, вихідні частота та напруга якого відповідають параметрам мережі.

За кількістю фаз вихідної напруги автономні інвертори діляться на однофазні і трифазні і виконуються за схемами з середньою точкою, мостовою та напівмостовою.

Залежно від характеру протікання електромагнітних процесів автономні інвертори поділяють на три типи: інвертори струму (АІС, рис. 2.1,а), резонансні інвертори (АІР, рис. 2.1,д), інвертори напруги (АІН, рис. 2.1,в). Такий розподіл інверторів дуже умовний.

У колі постійного струму в АІС ввімкнений дросель  $L_d$ , який має значну індуктивність і вхідний струм  $i_d$  безперервний (при  $L_d \rightarrow \infty$  вхідний струм не має пульсацій). При комутації ключових елементів  $S1...S4$  вихідний струм  $i_{вих}$  змінює напрямок (рис. 2.1,б), а не своє миттєве значення, тобто навантаження живиться як би від джерела змінного струму, що знайшло своє відображення у відповідній термінології — інвертор струму. Навантаженням інвертора струму повинно бути коло з властивостями, близькими до джерела напруги, тобто з малим внутрішнім динамічним опором, який допускає протікання через них струму, який змінюється стрибкоподібно. Це забезпечується при індуктивному навантаженні, яке не допускає стрибків струму, ввімкненням на виході схеми конденсатора.

У схемі рис. 2.1,в джерело постійної напруги  $U_d$  підімкнене до ключових елементів  $S1...S4$ , які періодично зі зміною полярності підмикають цю напругу до навантаження (рис. 2.1,г). У результаті наван-

таження живиться як би від джерела змінної напруги. Такий інвертор називають інвертором напруги. Навантаження в цьому випадку носить активний або активно-індуктивний характер, тому що при ємнісному характері навантаження через стрибкоподібну зміну напруги мали б місце сплески струмів. Для усунення перенапруг на елементах схеми частина енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, повертається у джерело постійної напруги  $U_d$  (джерело живлення повинно бути з двосторонньою провідністю — акумуляторна батарея; при живленні від випрямляча на вході інвертора треба ставити конденсатор  $C_0$ ). Для цього ключові елементи, що мають односторонню провідність, шунтують діодами, ввімкненими зворотно по відношенню до полярності джерела живлення. Такі діоди називають зворотними діодами ( на рис. 2.1, в вони не показані, тому що ключі  $S1...S2$  вважаються такими, що мають двосторонню провідність).

Закони зміни струмів у колі навантаження інвертора напруги при визначених умовах подібні законам зміни вузлових потенціалів на шинах навантаження інвертора струму. Така відповідність законів відома в електротехніці як принцип дуальності (двоїстості) кіл. У даному випадку дуальними елементами у схемах інверторів (див. рис. 2.1, а, в) є дже-

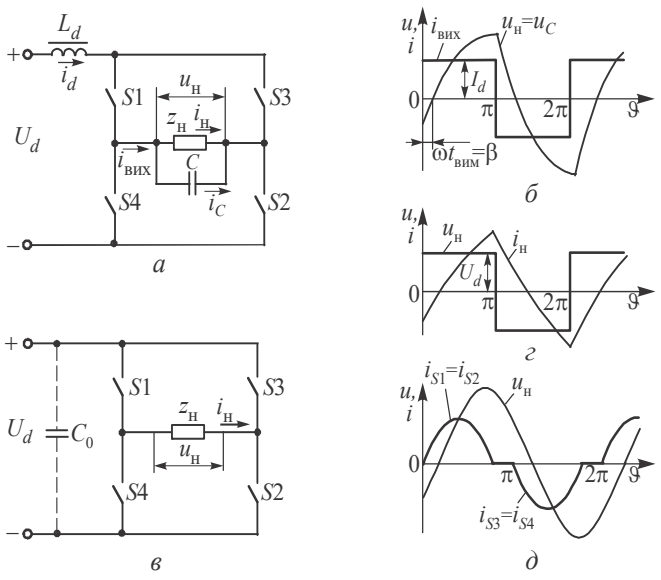


Рис. 2.1  
42

рело напруги та джерело струму; опір і провідність навантаження; індуктивність і ємність.

Використовуючи принцип дуальності, можна результати аналізу процесів у схемі одного типу, наприклад, інвертора струму шляхом визначених перетворень розповсюдити на схему інвертора іншого типу — інвертора напруги, і навпаки.

Індуктивність дроселя  $L_d$  в інверторі струму має кінцеве значення і виявляє суттєвий вплив на динамічні характеристики інвертора, тобто чим менша ця індуктивність, тим менші сплески та провали вихідної напруги при стрибкоподібних змінах навантаження інвертора. У колах постійного струму деяких інверторів напруги є індуктивність, яка забезпечує комутацію тиристорів. Тому наявність індуктивності у колі постійного струму ще не є достатньою ознакою для визначення типу схеми (АІС або АІН). Треба знати характер зміни вхідного струму інвертора. В АІС вхідний струм безперервний.

У резонансних інверторах навантаження входить у склад коливального контуру і струм у комутуючих елементах на протязі всього інтервалу їх провідності носить коливальний характер (рис. 2.1,  $\delta$ ). Конденсатори, що входять у склад коливального контуру, можуть бути ввімкнені послідовно з навантаженням, паралельно йому або послідовно-паралельно, а дроселі — у колі вхідного струму, в анодних колах вентилів або послідовно з навантаженням. Явище резонансу напруги або струму в схемах інверторів використовується для вирішування наступних задач: закриття тиристорів за рахунок проходження анодних струмів через нуль (квазіприродна комутація); формування струму та напруги з формою, близькою до синусоїдальної; забезпечення «м'якої» комутації силових ключів за рахунок відкриття їх у нулі струму та закриття в нулі напруги, а також зменшення швидкості зміни струмів і напруг у колах, що комутуються; зменшення комутаційних втрат і підвищення робочої частоти інвертора; поліпшення електромагнітної сумісності інвертора з іншими технічними засобами та навколишнім середовищем.

Основний недолік, обумовлений використанням резонансних явищ, — значне перевищення максимальних миттєвих значень струмів і напруг, що перетворюються, відносно їх діючих і середніх значень.

Застосування повністю керованих ключів дозволяє не тільки спростити схеми автономних інверторів, але й значно підвищити якість параметрів перетворювачів.

## 2.2. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ

### 2.2.1. Інвертори струму на неповністю керованих вентилях

**Однофазний паралельний інвертор струму.** На рис. 2.2,*a* наведена схема однофазного паралельного мостового інвертора струму. Тиристри відкриваються попарно ( $VS1$  і  $VS2$ ,  $VS3$  і  $VS4$ ) з відносним фазовим зсувом, що дорівнює  $180^\circ$ . У вхідному колі ввімкнений дросель  $L_d$ , індуктивність якого достатньо велика ( $L_d \rightarrow \infty$ ), завдяки чому вхідний струм  $i_d$  ідеально згладжений, а струм через тиристри має прямокутну форму (рис. 2.2,*б*). При відкритті тиристорів  $VS1$ ,  $VS2$  струм  $i_d$ , який на протязі півперіоду вихідної частоти дорівнює струму  $i_{\text{вих}}$ , розгалужується по двох вітках: струм  $i_n$  протікає через навантаження, а струм  $i_C$  — через конденсатор  $C$ , заряджаючи його з полярністю, що вказана на рисунку без дужок. Через півперіод вихідної частоти відкриваються тиристри  $VS3$ ,  $VS4$  і конденсатор  $C$  виявляється закороченим усіма тиристорами. При цьому струм розрядки конденсатора, що протікає назустріч робочому струму тиристорів  $VS1$ ,  $VS2$ , зменшує його до нуля практично миттєво, тому що опір у контурі розрядки конденсатора через тиристри малий, а індуктивності розсіювання обмоток трансформатора (якщо останній є) знаходяться поза цього контуру. Швидке зростання струму в тиристорах, які відкриваються, може вивести їх з ладу внаслідок перевищення допустимої величини  $di_a/dt$ . Тому в анодні кола тиристорів на практиці вводять дроселі, які обмежують допустиму для конкретного типу тиристорів величину  $di_a/dt$ .

Після спадання анодного струму тиристорів  $VS1$ ,  $VS2$  до нуля до них прикладається зворотна наруга, яка визначається напругою на комутуючому конденсаторі  $C$ . При закритті тиристорів  $VS1$ ,  $VS2$  конденсатор  $C$  перезаряджається від джерела живлення через тиристри  $VS3$ ,  $VS4$ , набуваючи протилежну полярність (на рисунку зазначена у

дужках). Відзначимо, що при відкритті наступної пари тиристорів одночасно відбувається також його розрядка на навантаження. При цьому частина енергії, що накопичилася у конденсаторі, переходить в енергію індуктивностей контуру, а інша частина розсіюється в його активних опорах. При відкритті тиристорів  $VS1, VS2$  процес повторюється.

У будь-який момент часу сумарний струм на виході інвертора при прийнятому припущенні ( $L_d \rightarrow \infty$ ) дорівнює  $i_{\text{вих}} = i_H + i_C = I_d = \text{const}$ , але його напрямок змінюється через кожний півперіод на протилежний (рис. 2.2, б). На протязі часу  $t_{\text{вим}}$  наруга на конденсаторі ( $u_C = u_H$ ) співпадає за напрямком з попередньою, струм навантаження  $i_H$  зберігає свій попередній напрямок за рахунок розрядки конденсатора на навантаження, а струм комутуючого конденсатора  $i_C$  з моменту комутації змінює напрямок на протилежний.

Таким чином, струм конденсатора після комутації має максимальне значення і зменшується по мірі його перезаряду, а струм навантаження  $i_H$  поступово спадає до нуля і, реверсуючи, співпадає за напрямком зі струмом  $i_C$ .

Дросель  $L_d$  виконує функцію фільтра вищих гармонічних складових напруги, тому що до нього у будь-який момент часу прикладається різниця між незмінною напругою джерела живлення  $U_d$  і пуль-

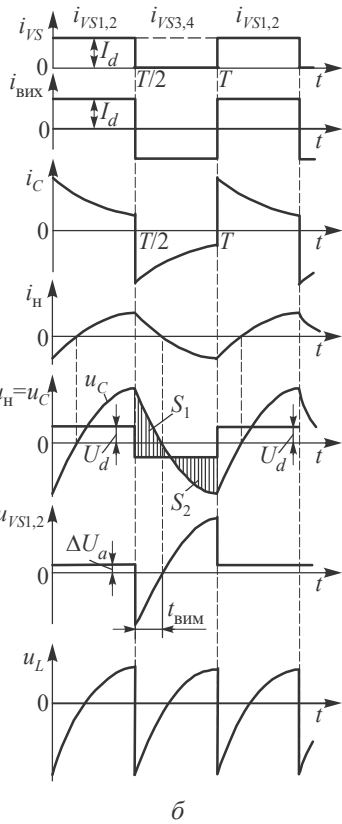
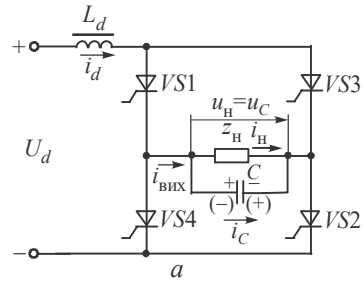


Рис. 2.2

суючою напругою на вході інвертора (вона називається проти ЕРС інвертора).

Вихідна напруга інвертора (при чисто активному навантаженні  $z_H = r_H$ ) повторює за формою напругу на конденсаторі і являє собою в кожний півперіод суму двох складових: постійної, що дорівнює напрузі джерела живлення, та змінної, яка виникає за рахунок реактивної потужності конденсатора. Через те, що за півперіод вихідної частоти реактивна потужність дорівнює нулю, заштриховані полички  $S_1$  і  $S_2$  (рис. 2.2,б), що характеризують інтегральні значення змінної складової, рівні між собою. Середнє значення вихідної напруги за півперіод дорівнює напрузі джерела живлення  $U_d$ .

Напруга на тиристорах  $VS1$ ,  $VS2$  ( $u_{VS1}$  на рис. 2.2,б) після комутації змінюється від негативного значення до позитивного. На протязі часу  $t_{\text{вим}}$  на тиристорах  $VS1$ ,  $VS2$  підтримується негативна напруга і вони відновлюють запірні властивості.

Якщо  $t_{\text{вим}} > t_{\text{відн}}$ , то з відновленням позитивної анодної напруги тиристри  $VS1$ ,  $VS2$  (рис. 2.2,б) залишаться закритими аж до приходу наступного відкриваючого імпульсу. Якщо ж цього часу виявиться недостатньо, то вказані тиристри знову відкриються і відбудеться зрив інвертування.

Комутуючий конденсатор може бути ввімкнений паралельно первинній або вторинній обмотці трансформатора, якщо такий є.

Залежно від співвідношення величин індуктивності вхідного дроселя  $L_d$ , опору навантаження  $z_H$ , частоти вихідної напруги  $f$  та ємності комутуючого конденсатора  $C$  можливі три режими роботи паралельного інвертора: 1) вхідний струм  $i_d$  безперервний та ідеально згладжений; 2) вхідний струм  $i_d$  безперервний, але має пульсації; 3) вхідний струм  $i_d$  переривчастий (цей режим відноситься до резонансного інвертора, який буде розглянутий у § 2.3.1.).

З рис. 2.2,б видно, що момент комутації, тобто момент проходження струму  $i_{\text{вих}} = i_H + i_C$ , який інвертується, через нуль випереджає напругу на навантаженні на час  $t_{\text{вим}}$ , потрібний тиристорам для відновлення своїх запірних властивостей. На протязі цього часу (часу вими-

кання) до тиристорів, які раніше пропускали струм, прикладається зворотна напруга. Час вимикання при активному навантаженні можна визначити з виразу

$$t_{\text{вим}} = T_{\text{н}} \ln \left[ 2 / \left( 1 + e^{-T/2T_{\text{н}}} \right) \right], \quad (2.1)$$

де  $T_{\text{н}} = Cr_{\text{н}}$ .

З виразу (2.1) видно, що час вимикання збільшується зі збільшенням опору навантаження та ємності комутуючого конденсатора.

Розглядаючи паралельне з'єднання комутуючого конденсатора  $C$  і резистора  $r_{\text{н}}$  як спільне навантаження, неважко побачити, що інвертор струму може працювати лише на спільне ємнісне навантаження, коли вихідний струм інвертора  $i_{\text{вих}}$  випереджає напругу  $u_{\text{н}}$  на виході інвертора. У цьому випадку до тиристорів, які до комутації проводили струм, прикладається зворотна напруга. Час дії зворотної напруги на тиристорах повинен бути достатнім для відновлення їх запірних властивостей, тобто  $t_{\text{вим}} \geq t_{\text{відн}}$  або  $\beta = \omega t_{\text{вим}} \geq \delta = \omega t_{\text{відн}}$ , де  $\omega$  — колова вихідна частота інвертора;  $\beta$  — кут випередження (вимикання);  $\delta$  — кут відновлення. Наведена умова виконується завдяки наявності кута випередження  $\beta$  струму  $i_{\text{вих}}$ , що споживається навантаженням і конденсатором, відносно напруги  $u_{\text{н}}$ . Кут  $\beta$  створюється за рахунок струму  $i_C$  комутуючого конденсатора.

При активному навантаженні напруга на конденсаторі (на навантаженні) змінюється за експоненціальним законом. Зі зменшенням навантаження (зростанням  $r_{\text{н}}$ ) форма кривої струму  $i_C$  наближається до прямокутної, а форма напруги на конденсаторі та навантаженні до трикутної, тому що  $du_C/dt = I_d/C = \text{const}$  (рис. 2.3,а). Таким чином, при режимах, близьких до режиму холостого ходу, конденсатор заряджається практично постійним струмом. Напруга на конденсаторі зростає при-близно за лінійним законом і його амплітуда може набагато перевищувати напругу  $U_d$ , що призводить до виходу з ладу тиристорів інвертора.

При збільшенні навантаження (зменшенні  $r_{\text{н}}$ ) напруга на навантаженні і конденсаторі зменшується (рис. 2.3,б), тому що при цьому

зменшується зарядний струм конденсатора і збільшується його розрядний струм через навантаження. У результаті комутаційна здатність конденсатора зменшується внаслідок зменшення енергії, що накопичується у конденсаторі. Форма вихідної напруги наближається до прямокутної, а час вимикання зменшується (рис. 2.3,в).

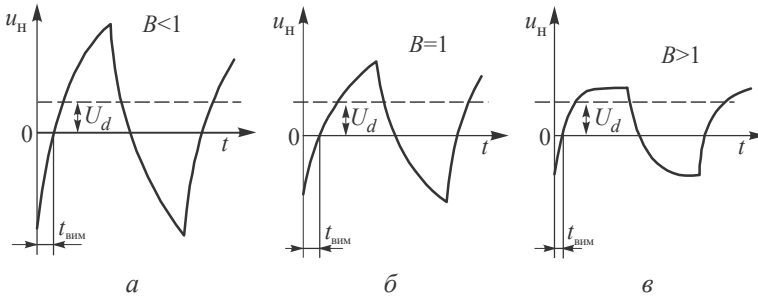


Рис. 2.3

На практиці при аналізі процесів у схемі інвертора дуже часто обмежуються лише урахуванням основної гармоніки струмів і напруг. При цьому характеристики, одержані методом основної гармоніки, придатні для інженерних розрахунків, тому що мало відрізняються від характеристик, одержаних шляхом розв'язання диференціальних рівнянь (розходження менше 10...15 %). Аналіз інвертора методом основної гармоніки здійснюємо при наступних припущеннях: напруга на виході інвертора синусоїдальна (забезпечується фільтром), інвертований струм ідеально згладжений  $L_d \rightarrow \infty$  (вищі гармоніки струму  $i_{\text{вих}}$  відфільтровуються конденсатором  $C$ ), активними втратами в елементах інвертора нехтуємо, комутація струму з тиристора на тиристор миттєва.

Ураховуючи, що крива інвертованого струму має прямокутну форму (рис. 2.4,а), діюче значення його першої гармоніки визначаємо з виразу

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{2\pi} i_{\text{вих}} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} I_d \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d. \quad (2.2)$$

Нехтуючи втратами в інверторі та враховуючи, що при прийнятих припущеннях кут випередження  $\beta$  дорівнює куту зсуву фаз між інвер-



тованою напругою  $u_H$  і першою гармонікою інвертованого струму  $i_{(1)}$  (рис. 2.4,а), одержимо, що активна потужність, яка споживається від джерела живлення, дорівнює активній інвертованій потужності  $P_d = P_i$ , тобто

$$U_d I_d = U_i I \cos \beta = U_H I \cos \beta \quad (2.3)$$

З виразів (2.3) і (2.2) знаходимо, що

$$U_H = \frac{K_{cx} U_d}{\cos \beta}, \quad (2.4)$$

де  $K_{cx} = \pi / (2\sqrt{2})$  — коефіцієнт перетворення схеми за струмом, який залежить від схеми інвертора.

Якщо навантаження підмикається через інверторний трансформатор, вираз (2.4) набуває вигляд

$$U_H = K_T K_{cx} U_d / \cos \beta,$$

де  $K_T = w_2 / w_1$  — коефіцієнт трансформації інверторного трансформатора.

Кут випередження  $\beta$  залежить від співвідношення реактивної та активної потужностей інвертора. Ураховуючи тільки першу гармоніку, за допомогою векторної діаграми рис. 2.4,б знаходимо, що

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_i}{P_i} = \frac{Q_C - Q_H}{P_H} = \frac{I_C - I_H \sin \varphi_H}{I_H \cos \varphi_H} = \frac{Y_C}{Y_H \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H, \quad (2.5)$$

де  $Q_i = Q_C - Q_H$  — реактивна потужність, що споживається інвертором;  $Q_C = U_H I_C = (\omega C / K_T^2) U_H^2$  — реактивна потужність конденсатора;  $Q_H = P_H \operatorname{tg} \beta = U_H I_H \sin \varphi_H$ ;  $P_H = U_H I_H \cos \beta = U_H I_H \cos \varphi_H$  — відповідно реактивна та активна потужності навантаження;  $Y_C = \omega C / K_T^2$  — мо-

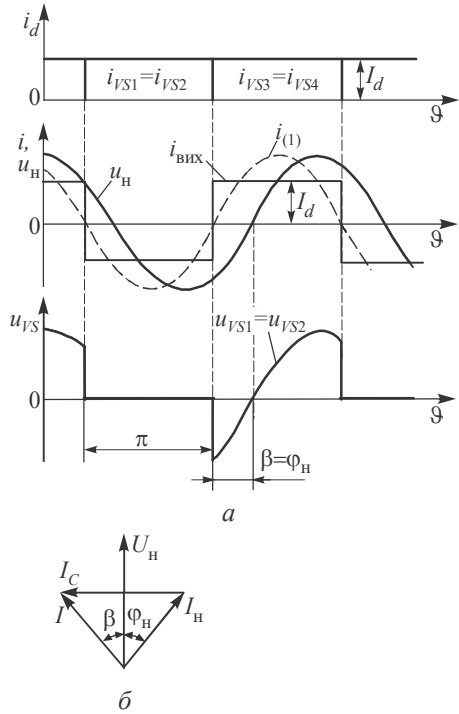


Рис. 2.4

дуль провідності конденсатора на частоті основної гармоніки  $\omega$ ;  $Y_H = 1/z_H$  — модуль провідності навантаження на частоті основної гармоніки;  $\varphi_H$  — кут зсуву фаз між першими гармоніками напруги і струму на виході інвертора.

Для опису процесів у навантаженні вводять поняття коефіцієнта навантаження, який визначається як відношення повної потужності навантаження до реактивної потужності комутуючих конденсаторів

$$B = S_H / Q_C = x_C / z_H = K_T^2 / (\omega C z_H), \quad (2.6)$$

де  $K_T = w_2 / w_1$  — коефіцієнт трансформації інверторного трансформатора (для однофазного інвертора з середньою точкою  $K_T = w_2 / 2w_1$ );  $B_a = B \cos \varphi_H$ ,  $B_p = B \sin \varphi_H$  — коефіцієнти активного та реактивного навантажень відповідно.

З виразів (2.4)...(2.6) одержуємо рівняння зовнішньої характеристики паралельного інвертора струму

$$\begin{aligned} \frac{U_H}{K_T K_{cx} U_d} &= \frac{1}{\cos \beta} = \\ &= \sqrt{\left[ \frac{1 - B \sin \varphi_H}{B \cos \varphi_H} \right]^2 + 1} = \sqrt{\left( \frac{\omega C}{K_T^2 Y_H \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H \right)^2 + 1}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

В інверторі без втрат вхідна та вихідна потужності рівні, тобто

$$U_d I_d = U_H I_H \cos \varphi_H. \quad (2.8)$$

З виразів (2.7) і (2.8) можна знайти залежності вхідного струму паралельного інвертора від параметрів навантаження, робочої частоти та ємності комутуючого конденсатора (вихідну характеристику)

$$\frac{I_d}{K_T^2 K_{cx}^2 U_d} \cdot \frac{1}{\omega C} = B \cos \varphi_H \left[ \left( \frac{1 - B \sin \varphi_H}{B \cos \varphi_H} \right)^2 + 1 \right]. \quad (2.9)$$

На рис. 2.5 наведені зовнішні (вихідні) (а) та вхідні (б) характеристики паралельного інвертора, побудовані згідно виразів (2.7) і (2.9). Відмінною особливістю зовнішніх характеристик є крутий спад в області малих значень  $B_a$ . Зростання напруги  $U_H$  при зменшенні  $B_a$  пояснюється тим, що при холостому ході та ідеальних елементах інвертора в ньому не витрачається енергія. При кожній комутації тиристорів від

джерела живлення споживається додаткова енергія на перезаряд конденсатора, яка накопичується в магнітному полі дроселя  $L_d$  і електричному полі комутуючого конденсатора  $C$ . Через те, що між дроселем  $L_d$  і конденсатором  $C$  відбувається безперервний обмін енергією, амплітуда напруги на конденсаторі, а отже, і на тиристорах весь час зростає, що призводить до пробоя тиристорів і зриву інвертування.

При зростанні  $B_a$ , тобто зменшенні  $z_H$  зменшується час розрядки конденсатора на навантаження, зменшується напруга на навантаженні і зменшується кут випередження  $\beta$ .

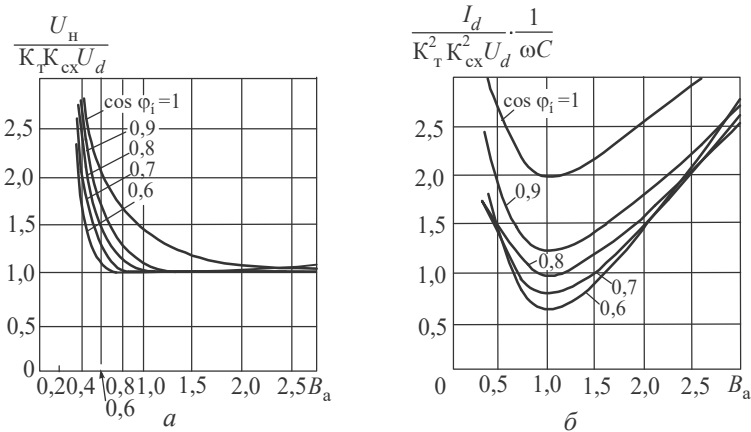


Рис. 2.5

Таким чином, паралельний інвертор струму нормально працює тільки у визначеному діапазоні зміни коефіцієнта навантаження: при малих  $B_a$  виникає небезпека виникнення перенапруг, при великих  $B_a$  кут випередження стає недостатнім і відбувається зрив інвертування.

При зменшенні коефіцієнта потужності без одночасного збільшення ємності комутуючого конденсатора може відбутися зрив інвертування, тому що індуктивність навантаження компенсує реактивний струм комутуючого конденсатора і тим самим зменшує час вимикання  $t_{вим}$ .

При роботі інвертора на змінне активно-індуктивне навантаження у випадку збільшення коефіцієнта потужності навантаження при незмінній ємності комутуючого конденсатора різко зростає вихідна напруга, що може призвести до неприпустимих перенапруг, обумовлених збитковою реактивною потужністю комутуючих конденсаторів.

Вхідні характеристики паралельного інвертора струму мають дві вітки: ліву (низхідну) та праву (наростаючу). При  $B_a = 1$  маємо мінімальні значення вхідного струму, а з наближенням до режимів холостого ходу та короткого замикання вхідний струм прямує до нескінченності. Зі зростанням навантаження ( $\beta_a > 1$ ) збільшується вхідний струм інвертора, тому що при цьому збільшується струм навантаження. Вхідний струм в цьому випадку практично пропорційний  $B_a$ , оскільки напруга на навантаженні змінюється мало. При  $\beta_a < 1$  різко зростає напруга на виході інвертора, що призводить також до збільшення вхідного струму. Тому в цій області значень  $B_a$  збільшення опору  $z_n$  чинить менший вплив, ніж підвищення напруги  $U_d$ ; у результаті струм  $I_d$  і потужність, що споживається від джерела  $U_d$ , зростають.

При роботі інвертора на активно-індуктивне зовнішнє навантаження останнє повинно бути компенсовано ємністю конденсатора, що підмикається паралельно навантаженню, або комутуючого, так, щоб загальна реакція кола була ємнісною. Комутуючий конденсатор при цьому вибирають з умови компенсації реактивної потужності навантаження та забезпечення стійкої комутації струму, тобто

$$Q_C = U_n I_n (\operatorname{tg} \beta \cos \varphi_n + \sin \varphi_n) = P_n (\operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \varphi_n). \quad (2.10)$$

З виразу (2.10) видно, що при заданій величині  $Q_C$  і низькій робочій частоті інвертора ємність комутуючого конденсатора  $C = Q_C K_T^2 / (\omega U_n^2)$  буде значною. Для зменшення ємності конденсатора в інвертор вводять відсічні діоди, які вмикаються між навантаженням і комутуючим конденсатором.

На рис. 2.6,а наведена схема однофазного паралельного інвертора струму з середньою точкою, яка вміщує відсічні діоди  $VD1, VD2$ .

При роботі інвертора на активно-індуктивне навантаження, коли зарядний струм конденсатора  $i_c = C(du_c/dt) = i'_1$  на протязі півперіоду переходить через нуль (рис. 2.6,б), що відповідає його частковій розрядці, відсічні діоди від-окремлюють конденсатор від навантаження (момент часу  $t_1$ ). При цьому зарядка конденсатора припиняється раніше, ніж закінчується півперіод, і напруга на конденсаторі залишається постійною (рис. 2.6,б), тому що діоди  $VD1, VD2$  перешкоджають розрядці

конденсатора на навантаження. При низьких частотах конденсатор відмикається відсічними діодами на більшу частину півперіоду, що дозволяє зменшити ємність комутуючого конденсатора у порівнянні з інвертором без відсічних діодів. Наявність відсічних діодів призводить до підвищення напруги на навантаженні у порівнянні з звичайним інвертором, а отже, і до зміни кривої напруги на тиристорах ( $u_{VS2}$ ), що у свою чергу викликає збільшення часу  $t_{\text{вим}}$ . У зв'язку з тим, що конденсатор  $C$  бере участь тільки у комутаційних процесах, його ємність визначається часом вимикання тиристорів  $t_{\text{вим}}$ , значенням комутованого струму і напругою на них  $U_C$

$$C \geq \frac{I_d t_{\text{вим}}}{U_C} \quad (2.11)$$

**Трифазний паралельний інвертор струму.** На рис. 2.7 наведені схеми трифазного мостового паралельного інвертора струму без відсічних діодів (а) і з відсічними діодами (б).

Принцип роботи трифазних інверторів аналогічний принципу роботи однофазних інверторів (див. рис. 2.2,а, 2.6,а). Порядок роботи тиристорів в інверторі такий же, як і у трифазному мостовому випрямлячі ( $VS1-VS4$ ,  $VS1-VS6$ ,  $VS3-VS6$ ,  $VS3-VS2$ ,  $VS5-VS2$ ,  $VS5-VS4$ ,  $VS1-VS4$ , ...).

Кожний тиристор відкритий на протязі  $120^\circ$ . У зв'язку з тим, що кожний тиристор (наприклад,  $VS1$ ) працює  $60^\circ$  у парі з одним тиристором ( $VS4$ ), а  $60^\circ$  у парі з іншим тиристором ( $VS6$ ) (рис. 2.7,б), на керуючий електрод кожного тиристора подаються або два вузьких імпульси, які прямують через  $60^\circ$ , або один широкий імпульс тривалістю більше  $60^\circ$ . Цим за-

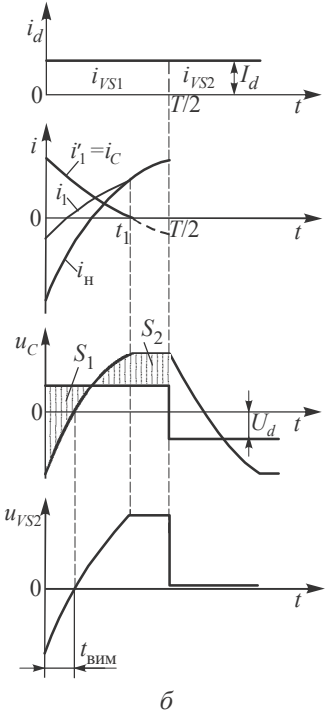
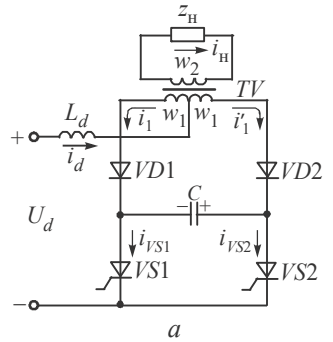


Рис. 2.6

безпечується одночасна робота двох тиристорів: одного в анодній і одного в катодній групі. Комутація в інверторі здійснюється за допомогою комутуючих конденсаторів  $C1...C3$ , з'єднаних у трикутник (як показано на рис. 2.7, а, в) або у зірку. Конденсатори, як і в однофазному інверторі, повинні забезпечувати створення потрібного кута випередження  $\beta$  і компенсацію реактивної потужності навантаження. В інверторі здійснюється міжвентильна комутація, тобто закриття кожного тиристора відбувається при відкритті наступного за порядком роботи тиристора іншої фази, але тієї ж групи. Наприклад, для закриття тиристо-

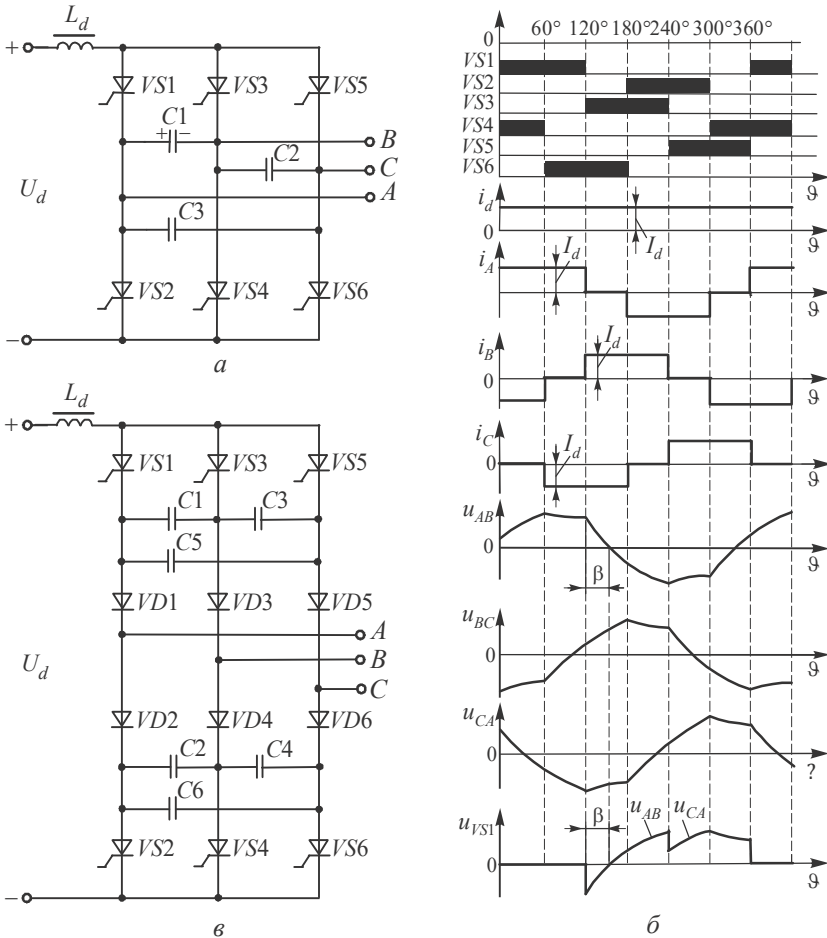


Рис. 2.7  
54

ра  $VS1$  відкривається тиристор  $VS3$  і за рахунок розрядного струму конденсатора  $C1$ , що протікає назустріч анодному струму тиристора  $VS1$ , тиристор  $VS1$  закривається практично миттєво в момент рівності цих струмів (конденсатор  $C1$  набув вказану на рисунку полярність на інтервалі одночасної роботи тиристорів  $VS1$  і  $VS4$ ). До тиристора  $VS1$  прикладається зворотна напруга, яка дорівнює напрузі на конденсаторі  $C1$ , і він відновлює свої запірні властивості.

Якщо знехтувати індуктивністю розсіювання обмоток вихідного трансформатора і урахувати, що інвертований струм кожної фази має форму, показану на рис. 2.7,б ( $L_d \rightarrow \infty$ ), то діюче значення першої гармоніки фазного струму буде дорівнювати  $I = (\sqrt{6}/\pi)I_d$ .

При відсутності втрат в інверторі вхідна та інвертована потужності рівні:  $P_d = P_i = P_n$ , тобто

$$U_d I_d = 3U_{\text{нф}} I \cos \beta, \quad (2.12)$$

де  $U_{\text{нф}}$  — фазна напруга.

З (2.12) знаходимо

$$U_{\text{нф}} = K_{\text{сх}} U_d / \cos \beta, \quad (2.13)$$

де  $K_{\text{сх}} = \pi / (3\sqrt{6}) = 0,427$  — коефіцієнт, що залежить від схеми інвертора (для трифазного інвертора з середньою точкою  $K_{\text{сх}} = 0,855$ ).

Вхідні та вихідні (зовнішні) характеристики інвертора визначаються відповідно виразами (2.9) і (2.7).

Крива вихідної напруги у трифазному мостовому інверторі має форму, більш близьку до синусоїдальної, ніж в однофазному інверторі. У кривій вихідної напруги відсутні третя та кратні їй гармоніки. Вміст вищих гармонік у кривій вихідної напруги можна визначити з виразу

$$q = 6k \pm 1,$$

де  $q$  — номер гармоніки;  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$  — ряд цілих чисел.

Для запобігання розрядці комутуючих конденсаторів на навантаження в інвертор вводять відсічні діоди (рис. 2.7,в).

**Послідовний інвертор струму.** Загальний ємнісний характер навантаження може бути одержаний також за допомогою ввімкнення комутуючого конденсатора послідовно з навантаженням. У цьому випадку інвертор називають послідовним (рис. 2.8,а). Формування змінної

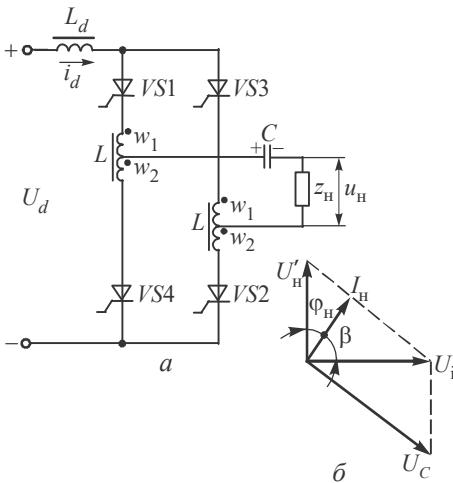


Рис. 2.8

ми  $w_1$  і  $w_2$  рівний одиниці ( $w_1 = w_2$ ) і забезпечують комутацію через те, що початковий магнітний стан у дроселі тиристора, що закривається, визначається значенням струму, який протікає в цей момент через нього; з цієї причини в момент відкриття наступного тиристора через нього зразу ж починає протікати струм, який дорівнює струму в тиристорі, що закривається. Надійне закриття відбувається під дією комутуючих дроселів (наприклад, при зростанні струму в тиристорі  $VS4$  дросель тиристора  $VS1$  забезпечує запираючий позитивний потенціал на його катоді).

Так само, як і для паралельного інвертора струму, за допомогою метода основної гармоніки можна визначити характеристики послідовного інвертора. З векторної діаграми (рис. 2.8, б) витікає, що

$$U_i \cos \beta = U'_H \cos \varphi_H; \quad (2.14)$$

$$U_C = U_i \sin \beta + U'_H \sin \varphi_H, \quad (2.15)$$

де  $U_i$  — діюче значення першої гармоніки напруги на виході інвертора;  $U'_H = U_H / K_T$  — діюче значення напруги на первинній обмотці трансформатора, якщо він є (напруги на навантаженні).

Розв'язуючи (2.14) і (2.15) з врахуванням (2.6), одержуємо

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{B - \sin \varphi_H}{\cos \varphi_H} = \frac{Y_H}{Y_C \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H. \quad (2.16)$$

напруги на навантаженні здійснюється поперемінним відкриттям і закриттям за допомогою  $LC$ -ланцюжків тиристорів  $VS1 \dots VS4$ . При достатньо великій індуктивності вхідного дроселя  $L_d$  (або дроселів  $L$  у плечах тиристорів), яка забезпечує безперервний вхідний струм, послідовний інвертор можна використовувати в режимі інвертора струму.

Комутуючі дроселі  $L$  мають коефіцієнт зв'язку між обмотка-



Для інвертора без втрат  $P_d = P_i$ ,

тобто

$$U_d I_d = U_i I_i \cos \beta.$$

Підставляючи в одержаний вираз значення інвертованого струму (2.2), знаходимо

$$U_i = \frac{K_{cx} U_d}{\cos \beta}, \quad (2.17)$$

де  $K_{cx} = \pi / (2\sqrt{2})$  — коефіцієнт перетворення схеми.

З виразів (2.16) і (2.17) знаходимо залежність інвертованої напруги від коефіцієнта навантаження  $B$  та кута випередження  $\beta$

$$\frac{U_i}{K_{cx} U_d} = \frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{\left( \frac{B - \sin \varphi_H}{\cos \varphi_H} \right)^2 + 1}. \quad (2.18)$$

Відношення інвертованої напруги та напруги на навантаженні визначається рівністю активної потужності до конденсатора та за ним  $P_i = P_H$ , тобто

$$U_i I_i \cos \beta = U_H I_H \cos \varphi_H,$$

Звідки

$$U_i / U_H = \cos \varphi_H / \cos \beta. \quad (2.19)$$

З виразів (2.19) і (2.17) знаходимо рівняння зовнішньої характеристики послідовного інвертора струму

$$\frac{U_H}{K_{cx} U_d} = \frac{1}{\cos \varphi_H}. \quad (2.20)$$

З (2.20) видно, що при зроблених припущеннях напруга на навантаженні не залежить від значень  $z_H$ ,  $C$ ,  $\omega$ , а залежить тільки від коефіцієнта потужності  $\cos \varphi_H$ . Тому при незмінному коефіцієнті потужності послідовний інвертор має жорстку зовнішню характеристику. При великих значеннях  $B$  і малих  $\cos \varphi_H$ , як видно з виразу (2.18), інвертор може стати непрацездатним через зростання  $U_i$  і, отже, напруги на тиристорах та конденсаторі.

Послідовний інвертор струму за своїми властивостями протилежний паралельному: у паралельному інверторі комутація порушується при перевантаженнях, а у послідовному при малих навантаженнях.

**Послідовно-паралельний інвертор струму.** У послідовно-паралельному інверторі струму (рис. 2.9) комутуючі конденсатори  $C1$  і  $C2$  ввімкнені як послідовно, так і паралельно з навантаженням.

У режимах холостого ходу та короткого замикання послідовно-паралельний інвертор перетворюється в паралельний. При цьому як значне зростання навантаження, так і його значне зменшення призводять до зростання кута  $\beta$ , а при деякому проміжному значенні навантаження кут  $\beta$  виявляється мінімальним. У цьому велика перевага послідовно-паралельного інвертора перед паралельним, тому що вибираючи відповідним чином параметри навантаження можна добитися, щоб мінімальний кут  $\beta$  був достатній для відновлення запірних властивостей

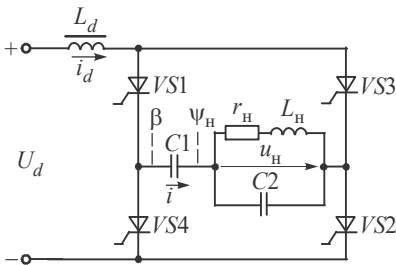


Рис. 2.9

тиристорів, і забезпечити працездатність інвертора у широкому діапазоні зміни навантаження.

На рис. 2.10,а наведені часові діаграми однофазного послідовно-паралельного інвертора струму з синусоїдальною кривою вихідної напруги. При аналізі процесів в інверторі використовуємо ті ж припущення,

що і для паралельного інвертора.

Інвертована напруга в послідовно-паралельному інверторі пов'язана з напругою джерела живлення співвідношенням (2.4)

$$U_i/U_d = K_{cx}/\cos\beta \quad (2.21)$$

Тангенс кута зсуву фаз між інвертованим струмом  $i_i$  і напругою на навантаженні  $u'_H$  визначається відношенням реактивних потужностей паралельного конденсатора та навантаження до активної потужності навантаження

$$\operatorname{tg}\psi_H = \frac{Q_{C2} - Q_H}{P_H} = \frac{\omega C_2}{K_T^2 Y_H \cos\varphi_H} - \operatorname{tg}\varphi_H = \frac{1}{B \cos\varphi_H} - \operatorname{tg}\varphi_H, \quad (4.22)$$

де  $Q_{C2} = U_H^2 \omega C_2^2 / K_T^2$  — реактивна потужність паралельного конденсатора;  $Q_H = U_H^2 Y_H \sin\varphi_H$  — реактивна потужність навантаження;  $P_H = U_H^2 Y_H \cos\varphi_H$  — активна потужність навантаження;  $K_T =$

$= U_H / U'_H = w_2 / w_1$  — коефіцієнт трансформації;  $B = Y_H K_T^2 / (\omega C_2)$  — коефіцієнт навантаження.

Аналогічно можна знайти тангенс кута зсуву фаз інвертованої напруги  $u_i$  відносно основної гармоніки інвертованого струму  $i_i$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \beta &= \frac{Q_{C_2} - Q_H + Q_{C_1}}{P_H} = \operatorname{tg} \psi_H + \frac{K_T Y_H \cos \varphi_H}{\omega C_1} (1 + \operatorname{tg}^2 \psi_H) = \\ &= \operatorname{tg} \psi_H + \frac{C_2}{C_1} \beta \cos \varphi_H (1 + \operatorname{tg}^2 \psi_H) = \\ &= \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \frac{1}{B \cos \varphi_H} + \frac{C_2}{C_1} \frac{B}{\cos \varphi_H} - \left(1 + \frac{2C_2}{C_1}\right) \operatorname{tg} \varphi_H, \end{aligned} \quad (2.23)$$

де  $Q_{C_1} = I_i^2 / (\omega C_1) = U_H^2 Y_H \frac{\cos^2 \varphi_H}{\cos^2 \psi_H} \cdot \frac{K_T^2}{\omega C_1}$ ;  $I_i = K_T U_H Y_H \frac{\cos \varphi_H}{\cos \psi_H}$  (знахо-

дять за умови незмінності активних потужностей до паралельного конденсатора  $C_2$  і на навантаженні).

З векторних діаграм рис. 2.10, що наведені для ємнісного ( $\delta$ ) та індуктивного ( $\epsilon$ ) характеру реактивної складової напруги на навантаженні, та виразу (2.21) витікає, що

$$U_{Ha} = U_i \cos \beta = K_{cx} U_d, \quad (2.24)$$

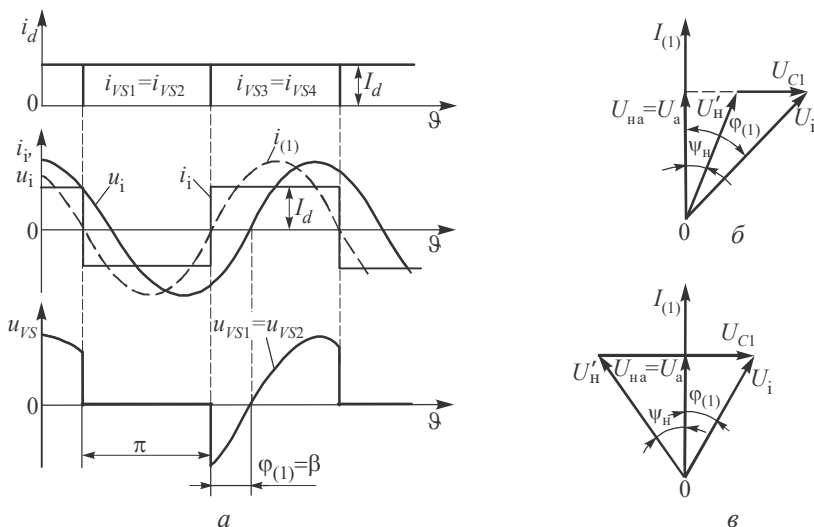


Рис. 2.10  
59

де  $U_{Ha}$  — активна складова напруги на навантаженні.

Вираз (2.24) показує, що активна складова напруги на навантаженні залежить тільки від схеми інвертора і не залежить від параметрів навантаження та ємності комутуючих конденсаторів.

Залежність напруги на навантаженні  $u_H$  від напруги на виході інвертора  $u_i$  можна визначити з умови рівності активних потужностей до конденсатора  $C1$  і після нього:  $P_i = P_H$ , тобто

$$U_i I_i \cos \beta = U_H I_i \cos \psi_H / K_T \quad (2.25)$$

З виразу (2.24) знаходимо, що

$$\frac{U_H}{U_i} = \frac{K_T \cos \beta}{\cos \psi_H}. \quad (2.26)$$

Використовуючи вирази (2.25) і (2.21), одержуємо рівняння зовнішньої характеристики послідовно-паралельного інвертора струму

$$\frac{U_H}{K_{cx} K_T U_d} = \frac{1}{\cos \psi_H} = \sqrt{\left( \frac{\omega C_2}{K_T^2 Y_H \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H \right)^2 + 1}. \quad (2.27)$$

Порівнюючи вирази (2.27) і (2.7), бачимо, що зовнішні характеристики послідовно-паралельного та паралельного інверторів струму однакові, тобто послідовно ввімкнений конденсатор  $C1$  не впливає на діюче значення напруги на навантаженні та кут  $\psi_H$ .

Послідовно ввімкнений конденсатор  $C1$  впливає на кут випередження та інвертовану напругу.

Значення коефіцієнта навантаження  $B$ , при якому кут випередження буде мінімальним, можна визначити з виразу (2.23)

$$B_{(\beta \min)} = \sqrt{1 + C_1 / C_2}. \quad (2.28)$$

Підставляючи вираз (2.28) у (2.23), знаходимо значення  $\beta_{\min}$  залежно від параметрів інвертора

$$\operatorname{tg} \beta_{\min} = \frac{1}{\cos \varphi_H} \left[ 2 \sqrt{\frac{C_2}{C_1} \left( 1 + \frac{C_2}{C_1} \right)} - \left( 1 + \frac{2C_2}{C_1} \right) \sin \varphi_H \right]. \quad (2.29)$$

Аналіз виразу (2.29) показує, що мінімальний кут випередження  $\beta_{\min}$  буде тим меншим, чим менше відношення  $C_2 / C_1$  і більше кут  $\varphi_H$ . З виразу (2.29) можна визначити співвідношення між величинами

ємностей конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$ , при якому забезпечується абсолютна стійкість інвертора при будь-яких стрибкоподібних змінах навантаження, тобто завжди  $\beta \geq \beta_{\min}$

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{1 - \operatorname{tg}\beta_{\min} \operatorname{tg}\varphi_{H \max}}{2} \left[ \frac{1}{|\cos(\varphi_{H \max} + \beta_{\min})|} - 1 \right]$$

(при  $1 - \operatorname{tg}\beta_{\min} \operatorname{tg}\varphi_{H \max} > 0$ ),

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\operatorname{tg}\beta_{\min} \operatorname{tg}\varphi_{H \max} - 1}{2} \left[ \frac{1}{|\cos(\varphi_{H \max} + \beta_{\min})|} + 1 \right]$$

(при  $1 - \operatorname{tg}\beta_{\min} \operatorname{tg}\varphi_{H \max} < 0$ ).

Перевагою послідовно-паралельного інвертора струму є мала залежність вихідної напруги від параметрів навантаження: при  $B = 0,8$ К 3,2 і  $\cos \varphi_H = 0,6 \dots 0,8$  вихідна напруга змінюється в межах  $\pm (10 \dots 15) \%$ .

**Регулювання та стабілізація вихідної напруги інверторів струму.** Регулювання вихідної напруги або її стабілізацію при зміні параметрів навантаження інвертора або напруги живлення можна здійснити за допомогою: а) керованого випрямляча; б) імпульсного перетворювача постійної напруги; в) регулювання зміною частоти інвертора; г) зворотного випрямляча; д) індуктивно-тиристорного регулятора; е) за допомогою векторного (фазового) регулювання; ж) широтно-імпульсного регулювання за допомогою тиристорів інвертора.

*Керований випрямляч* є найбільш простим і ефективним пристроєм для регулювання напруги. Він дозволяє одержати великий діапазон регулювання без використання додаткових силових елементів. Проте при глибокому регулюванні вихідної напруги за допомогою керованого випрямляча суттєво зменшується коефіцієнт потужності з боку живильної мережі і для згладжування пульсації потрібний фільтр з великим коефіцієнтом згладжування, що погіршує масо-габаритні та динамічні показники перетворювача.

*Імпульсний перетворювач постійної напруги* застосовують, коли первинне джерело живлення є некерованим (акумуляторна батарея, некерований випрямляч). При цьому число силових елементів збільшується. Проте треба враховувати, що: робоча частота імпульсного пере-

творювача може бути вибрана вище частоти першої гармоніки випрямленої напруги при живленні випрямляча від мережі (це може суттєво знизити габарити згладжувального фільтра і покращити швидкодію системи); імпульсний перетворювач може виконувати функції швидкодіючого вимикача при перевантаженнях і зривах інвертування; коефіцієнт потужності перетворювача з боку живильної мережі значно поліпшується (при наявності некерованого випрямляча). Недолік імпульсного перетворювача полягає в тому, що він повинен бути розрахований на повну потужність навантаження.

Недоліком способів регулювання напруги по колу постійного струму є те, що при зміні напруги живлення у широких межах утруднюється робота схем штучної комутації тиристорів.

*Регулювання* вихідної напруги інвертора струму можна здійснювати зміною вихідної частоти інвертора, що призводить до компенсації зміни еквівалентного опору навантаження. При цьому не треба додаткових силових елементів. З виразу (2.7) видно, що при незмінних величинах  $z_n$  і  $C$  вихідна напруга інвертора є функцією вихідної частоти. При чисто активному навантаженні ( $\varphi_n = 0$ ) з виразу (2.7) витікає

$$\frac{U_n}{K_T K_{cx} U_d} = \sqrt{\frac{1}{B^2} + 1} = \sqrt{4\pi^2 f^2 C^2 r_n^2 + 1}.$$

Даному способу притаманні: обмежений діапазон регулювання; при зміні вхідної напруги утруднюється можливість підтримання заданого режиму роботи інвертора; зміна вихідної частоти у широких межах припустима лише для деяких перетворювачів.

З виразу (2.7) видно, що вихідна напруга інвертора струму залежить від активної та реактивної потужностей, що споживаються від інвертора, тобто від  $\cos\beta$ . Цю залежність можна використовувати для стабілізації вихідної напруги при  $U_d = \text{var}$  за допомогою зворотного випрямляча (діоди  $VD1...VD4$  на рис. 2.11,а).

Зворотний випрямляч під'єднують до відводів вихідного трансформатора (будують за тією ж схемою, що й інвертор) і вмикають зустрічно напрузі джерела живлення. Дроселі  $L_{dB}$  у колі зворотного випрямляча забезпечують режим безперервного струму  $i_{dB}$ . При  $U_{dB} < U_d$  зворотний випрямляч закритий ( $U_{dB} = K_{cx} K_{To} U'_n$  — вихідна

напряга випрямляча;  $U'_H = U_H / K_T$  — напруга на навантаженні зведена до первинної обмотки трансформатора;  $K_{To} = w_2 / w_1$  — коефіцієнт відводів  $K_{T \max} = \cos \delta_{\min}$ ;  $\delta_{\min} = K_3 \omega t_{\text{відн}}$ ;  $K_3 = 1, 2 \dots 1, 5$  — коефіцієнт запасу;  $K_T = w_H / w_1$  — коефіцієнт трансформації). При розвантаженні інвертора діюче значення напруги  $U_H$  у відповідності з зовнішньою характеристикою (рис. 2.11, б) зростає і зворотний випрямляч відкривається, коли наведена нерівність перетворюється у рівність. Подальше зменшення коефіцієнта навантаження  $B$  практично не викликає збільшення напруги  $U_H$  внаслідок зростання вхідного струму випрямляча, який є по відношенню до інвертора активним навантаженням. На рис. 2.11, в наведена векторна діаграма струмів і напруги для схеми рис. 2.11, а при двох значеннях струму навантаження ( $I_{H1}, I_{H2}$ ). При зміні параметрів навантаження змінюється струм зворотного випрямляча  $I_B$ , вихідний струм інвертора  $I_{(1)}, I_{(2)}$ , а струм комутуючого конденсатора  $I_C$ , кут  $\beta$  і напруга  $U_H$  залишаються постійними до тих пір, поки зворотний випрямляч відкритий, тобто поки  $U_{dB} \geq U_d$ .

Вхідний струм зворотного випрямляча можна визначити з рівнянь, що складені за векторною діаграмою,

$$I_{H2} \cos \varphi_H + I_B = I_{(2)} \cos \beta,$$

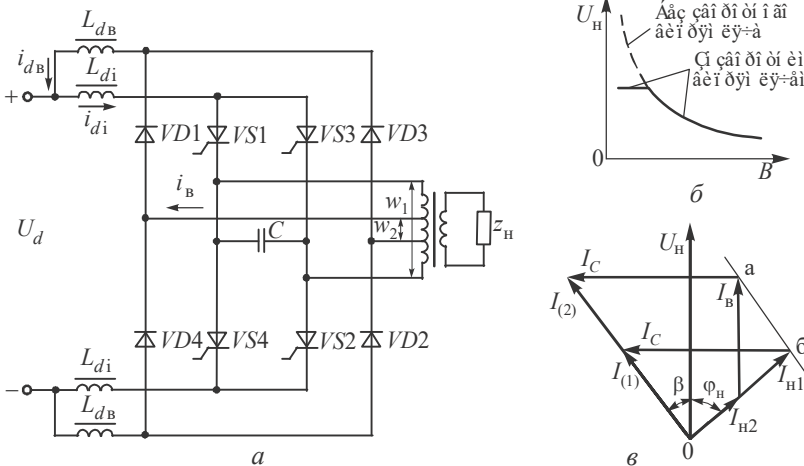


Рис. 2.11

$$I_C - I_{H2} \sin \varphi_H = I_{(2)} \sin \beta ,$$

звідки

$$I_B = I_C \operatorname{ctg} \beta - I_{H2} (\sin \varphi_H \operatorname{ctg} \beta + \cos \varphi_H) .$$

Якщо в якості вентилів зворотного випрямляча застосувати тиристри, то вихідну напругу  $U_H$  при  $U_d = \text{const}$  можна плавно змінювати, змінюючи кут керування  $\alpha$  керуваного випрямляча. При зміні вхідної напруги інвертора шляхом зміни кута керування  $\alpha$  можна підтримувати постійною вихідну напругу  $U_H$ . При цьому зворотний випрямляч буде являти по відношенню до інвертора активно-індуктивне навантаження, тому що вхідний струм зворотного випрямляча  $i_B$  буде відставати за фазою від напруги  $u_H$  на кут  $\alpha$ . У цьому режимі зворотний випрямляч споживає від інвертора реактивний струм, який компенсує збитковий струм конденсатора, та активний струм, який створює додаткове навантаження інвертора. Для одержання найбільш сприятливих співвідношень між реактивною та активною складовими струму випрямляча кут керування  $\alpha$  треба збільшувати. Ця умова виконується, якщо зворотний випрямляч підімкнений на напругу, більшу за  $U_i$ , тобто треба, щоб  $K_{T0} > 1$ . У цьому випадку  $\cos \alpha = \cos \beta / K_{T0}$ .

Недоліком цього способу регулювання (стабілізації) вихідної напруги інвертора є велика установлена потужність основних елементів інвертора, тому що при зменшенні коефіцієнта навантаження  $B$  (розвантаження інвертора) струм через вентиля зворотного випрямляча значно збільшується.

*Регулювання* (стабілізація) вихідної напруги за допомогою *індуктивно-тиристорного регулятора* (рис. 2.12,а), що складається з тиристорів  $VS7...VS12$  і дроселів  $L$ , які ввімкнені паралельно навантаженню, міститься в тому, що при зміні величини еквівалентної індуктивності  $L_{\text{екв}}$ , яка вводиться у перетворювач паралельно навантаженню, змінюється кут зсуву фаз  $\beta$  між інвертованим струмом  $i_i$  та вихідною напругою інвертора  $u_i$ . При прийнятих припущеннях тангенс кута  $\beta$  визначається виразом



$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_i}{P_i} = \frac{Q_C - Q_L - Q_H}{P_H} = \omega C r_H \left( 1 - \frac{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}{\omega^2 LC} \right) - \frac{r_H}{\omega L_H}, \quad (2.30)$$

де  $Q_C = 3U_{\text{нл}}^2 \omega C$  — реактивна потужність конденсаторів;  
 $Q_H = 3U_{\text{нл}}^2 / \omega L_H$  — реактивна потужність навантаження;  $P_H = 3U_{\text{нл}}^2 / r_H$  — активна потужність навантаження;  $U_{\text{нл}}$  — діюче значення лінійної напруги на навантаженні;

$Q_L = 3U_{\text{нл}} I_{L(1)} = (3U_{\text{нл}}^2 / x_L) [1 - 2\alpha/\pi - \sin 2\alpha/\pi]$  — реактивна потужність індуктивно-тиристорного регулятора;  $I_{L(1)} = (U_{\text{нл}} / x_L) \times [1 - 2\alpha/\pi - \sin 2\alpha/\pi]$  — діюче значення першої гармоніки струму дроселів  $L$ ;  $\alpha$  — кут керування тиристорами  $VS7 \dots VS12$ , який відлічується від точки максимуму лінійної напруги ( $\alpha = 0 \dots \pi/2$ ).

З виразу (2.30) видно, що дроселі можна розглядати як змінні ін-

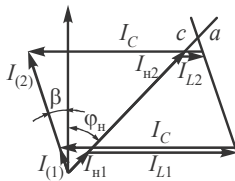
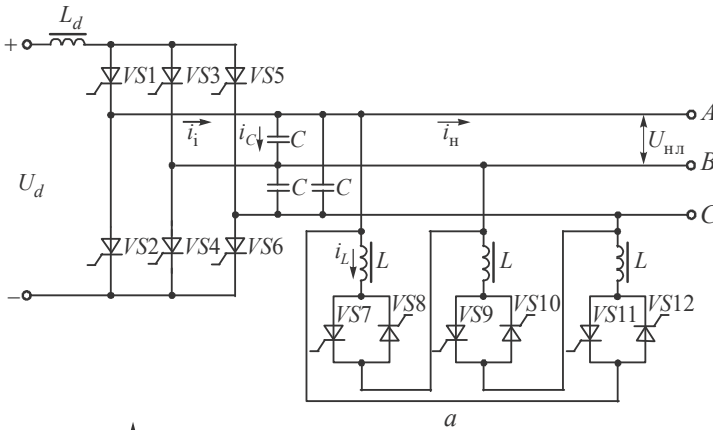


Рис. 2.12  
65

дуктивності з еквівалентною індуктивністю, яка змінюється зі зміною кута  $\alpha$ ,

$$L_{\text{екв}} = \frac{L}{\left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}\right)}. \quad (2.31)$$

Використовуючи вирази (2.7), (2.30) і (2.31), одержуємо залежності, які зв'язують режим роботи інвертора з параметрами навантаження,

$$U_{\text{нф}} = K_{\text{сх}} U_d \sqrt{1 + r_{\text{н}}^2 \left( \omega C - \frac{1}{\omega L_{\text{н}}} - \frac{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}{\omega L} \right)^2}; \quad (2.32)$$

$$\omega = \frac{\text{tg}\beta}{2r_{\text{н}}C} + \sqrt{\frac{\text{tg}^2\beta}{4r_{\text{н}}^2C^2} + \frac{1}{CL_{\text{н}}} + \frac{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}{CL}}. \quad (2.33)$$

Параметри елементів регулятора (дроселів  $L$  і тиристорів  $VS7...VS12$ ) визначаються максимальною реактивною потужністю, яку він повинен споживати від інвертора. Максимальна реактивна потужність споживається при мінімальному куті керування  $\alpha$  тиристорами  $VS7...VS12$ , тобто при незмінному коефіцієнті потужності навантаження  $\cos\varphi_{\text{н}}$  струм  $I_L$  дроселів  $L$  найбільший в режимі холостого ходу інвертора. Це необхідно для компенсації збиткового струму  $I_C$  комутуючих конденсаторів (рис. 2.12,б). При номінальному навантаженні струм  $I_L$  близький до нуля. Такий спосіб регулювання (стабілізації) вихідної напруги ефективний, тому що збитковий струм  $I_C$  компенсується струмом  $I_L$  у місці його виникнення, і тому тиристори інвертора не перевантажуються струмом.

Вирази (2.7), (2.31) і (2.32) дозволяють провести розрахунок параметрів інвертора за заданими параметрами навантаження та джерела живлення.

Мінімальний кут відновлення  $\delta_{\text{мін}}$  відповідає  $U_{d\text{макс}}$ , тобто з виразу (2.7) одержуємо при  $K_{\text{т}} = 1$

$$\cos\delta_{\text{мін}} = K_{\text{сх}} U_d / U_{\text{нф}}, \quad (2.34)$$

де  $\delta_{\min} = K_3 \omega t_{\text{відн}}$  — мінімально допустимий кут відновлення тиристорів інвертора;  $t_{\text{відн}}$  — час відновлення запірних властивостей тиристора;  $K_3 = 1, 2 \dots 1, 5$  — коефіцієнт запасу.

Ємність комутуючих конденсаторів повинна бути достатньою для того, щоб забезпечити режим роботи інвертора, при якому інвертор і навантаження споживають максимальну реактивну потужність. У цьому режимі індуктивно-тиристорний регулятор повинен мати мінімальну реактивну потужність ( $Q_L = 0$  і  $L_{\text{екв}} = \infty$ ), а навантаження — споживати максимальну потужність ( $r_{\text{н min}}, L_{\text{н min}}$ ). Такий режим буде мати місце при максимальному значенні кута випередження  $\beta$ , яке визначається у (2.7) і (2.34) при  $U_d = U_{d \min}$ ,

$$\cos \beta_{\max} = (U_{d \min} / U_{d \max}) \cos \delta_{\min}. \quad (2.35)$$

Враховуючи, що при  $r_{\text{н min}}$  і  $L_{\text{н min}}$  кут  $\alpha = \pi/2$ , з виразів (2.35) і (2.30) знаходимо ємність комутуючого конденсатора

$$C = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{d \max}}{U_{d \min} \cos \delta_{\min}}\right)^2 - 1} + \frac{r_{\text{н min}}}{\omega L_{\text{н min}}}}{\omega r_{\text{н min}}}. \quad (2.36)$$

При  $r_{\text{н}} > r_{\text{н min}}, L_{\text{н}} > L_{\text{н min}}, U_d > U_{d \min}$  у системі інвертор - навантаження утворюється надлишок реактивної потужності, який для підтримки незмінної напруги на навантаженні повинен бути компенсований індуктивно-тиристорним регулятором.

Оскільки при споживанні регулятором максимальної реактивної потужності ( $\alpha = 0, L_{\text{екв}} = L_{\text{екв min}} = L$ ) інвертор і навантаження споживають мінімальну реактивну потужність ( $r_{\text{н}} = r_{\text{н max}}, U_d = U_{d \max}, U_d = U_{d \max}$ ), використовуючи вирази (2.7), (2.30), (2.34), знаходимо індуктивність дроселя регулятора

$$L = \left[ \frac{1}{L_{\text{н min}}} - \frac{1}{L_{\text{н max}}} + \frac{\omega \text{tg} \delta_{\min}}{r_{\text{н max}}} + \frac{\omega}{r_{\text{н min}}} \sqrt{\left(\frac{U_{d \max}}{U_{d \min} \cos \delta_{\min}}\right)^2 - 1} \right]^{-1}. \quad (2.37)$$

Середнє значення струму тиристорів інвертора

$$I_{VS\text{cpmax}} = I_{d\text{max}} / 3 = P_{\text{Hmax}} / (3U_{d\text{min}}).$$

Максимальне значення прямої напруги на тиристорах інвертора

$$U_{\text{прm}} = U_{\text{лm}} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{U_{d\text{max}}}{\cos \delta_{\text{min}}}.$$

Максимальне діюче значення фазного інвертованого струму

$$I_{\text{Hmax}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{d\text{max}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_{\text{Hmax}}}{U_{d\text{min}}}.$$

Виходячи з умови безперервності вхідного струму інвертора  $I_d$  індуктивність згладжувального дроселя  $L_d$  можна визначити з наступних виразів:

при  $\delta < \pi/6$

$$L_d \geq \frac{1}{72f} \left( \frac{U_{d\text{max}}}{\cos \delta_{\text{min}}} \right)^2 \frac{\left[ 1 - \cos \left( \delta + \frac{\pi}{6} \right) \right] \cos \delta}{P_{\text{Hmin}}};$$

при  $\delta > \pi/6$

$$L_d \geq \frac{1}{144f} \left( \frac{U_{d\text{max}}}{\cos \delta_{\text{min}}} \right)^2 \cdot \frac{\sin 2\delta}{P_{\text{Hmin}}}.$$

Величину  $L_d$  знаходять з режиму, при якому  $\delta = \delta_{\text{max}}$ .

Недоліком розглянутого способу регулювання (стабілізації) вихідної напруги є наявність додаткових силових елементів (дроселів  $L$  і тиристорів  $VS7\dots VS12$ ), а також збільшення ємності (потужності) комутуючих конденсаторів.

Сутність *широтно-імпульсного регулювання* вихідної напруги інвертора струму за допомогою тиристорів інвертора міститься в наступному. На інтервалі  $0\dots\alpha$  на інвертор подається частина напруги джерела живлення або нуль (рис. 2.13, *a*, *б*), а на інтервалі  $\alpha\dots\pi$  — вся напруга живлення. Повільно змінюючи тривалість першого інтервалу від 0 до  $\pi$ , можна плавно регулювати вихідну напругу і потужність інвертора.

На рис. 2.14, *a* наведена схема однофазного послідовно-

паралельного інвертора струму з двома додатковими тиристорами  $VS5$ ,  $VS6$ , яка дозволяє здійснювати широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги. Фільтрові конденсатори  $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$  ділять вхідну напругу  $U_d$  навпіл. Згладжувальний дросель  $L_d$ , який забезпечує безперервний вхідний струм інвертора, ввімкнений між фільтровими конденсаторами.

В усталеному режимі інвертор працює таким чином. На інтервалі  $0 \dots \alpha$  (див. рис. 2.13, *a*, *в*) відкриті тиристри  $VS6$  і  $VS2$ . Струм протікає по колу  $+C_{\phi 2} - L_d - VS6 - \text{навантаження}$  (точки  $a - б$ )  $- VS2 - (-C_{\phi 2})$ . При цьому напруга, що подається на інвертор, дорівнює  $U_{d1} = U_d/2$ .

Тиристор  $VS6$  закривається при відкритті тиристора  $VS1$  у момент часу  $\vartheta = \alpha$  під дією зворотної напруги  $U_d/2$  конденсатора  $C_{\phi 1}$ . При відкритті тиристора  $VS1$  струм протікає по колу  $C_{\phi 1} - VS1 - a - б - VS2 - C_{\phi 2} - L_d - C_{\phi 1}$ .

Очевидно, на другому інтервалі  $\alpha \dots \pi$  перетворюється вся напруга живлення  $U_d = U_{d1} + U_{d2}$ .

У наступний півперіод відкриваються тиристор  $VS3$  і  $VS5$  (перетворюється напруга  $U_d/2$  конденсатора  $C_{\phi 1}$ ), а потім — тиристри  $VS3$  і  $VS4$  (тиристор  $VS5$  закривається) і перетворюється вся напруга джерела живлення  $U_d$ .

Для нормальної роботи інвертора треба, щоб напруга  $u_{aб}$  в моменти комутації ( $0, \pi, 2\pi, \dots$ ) була більшою за  $U_d/2$ :  $u_{aб}(0) = u_{зв} > U_d/2$ .

Перевагою такого інвертора є те, що при широких межах регулювання вихідної напруги (теоретично від номінальної до половини номінальної) забезпечується надійна комутація всіх тиристорів. Недоліком

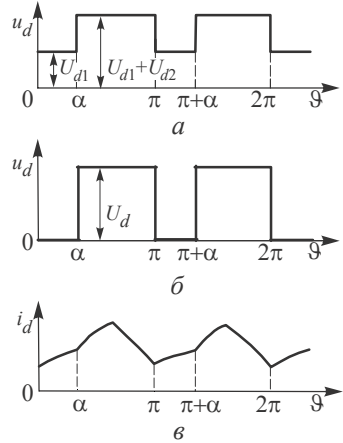


Рис. 2.13

інвертора є потреба у фільтровому дроселі  $L_\phi$ , який шунтує вхідний дросель на інтервалі  $(\alpha \dots \pi)$ .

Якщо є два джерела живлення  $U_{d1}$  і  $U_{d2}$ , то можна застосувати схему рис. 2.14,б. Принцип роботи цього інвертора аналогічний розглянутому. Співвідношення між напругами  $U_{d1}$  і  $U_{d2}$  може бути довільним.

При  $U_{d1} = 0$  схема рис. 2.14,б перетворюється у схему рис. 2.14,в.

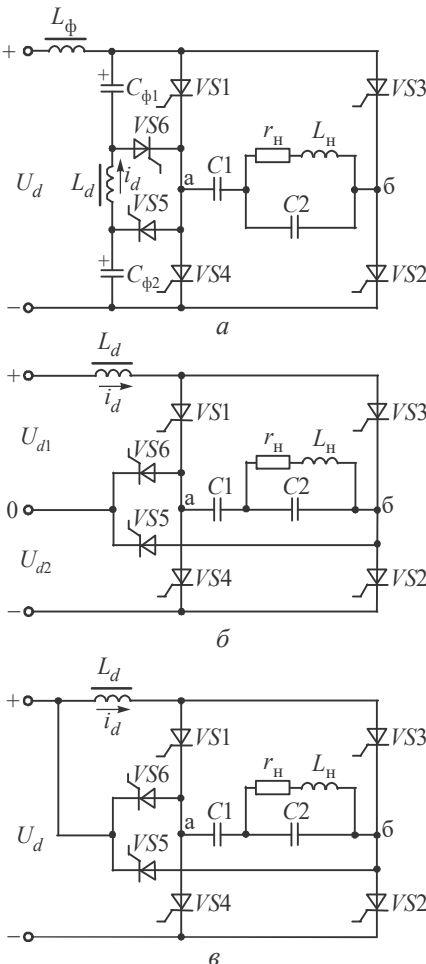


Рис. 2.14

В усталеному режимі на інтервалі  $0 \dots \alpha$  відкриті тиристри  $VS1$  і  $VS5$ . Струм протікає по колу  $L_d - VS1 - a - б - VS5 - L_d$  за рахунок електромагнітної енергії, накопиченої в дроселі  $L_d$ . На цьому інтервалі енергія від джерела живлення не споживається і прикладена напруга дорівнює нулю (див. рис. 2.13,б, в). У момент часу  $\vartheta = \alpha$  відкривається тиристор  $VS2$  (допоміжний тиристор  $VS5$  закривається зворотною напругою  $U_d$ ) і інвертор працює як звичайний мостовий інвертор. У наступний півперіод відкриваються тиристри  $VS6$  і  $VS3$ , а потім тиристор  $VS4$ . При відкритті тиристорів  $VS3$  і  $VS6$  тиристор  $VS1$  закривається зворотною напругою  $u_{зв} = u_{аб}$ , що прикладається до нього через тиристор  $VS3$ , а тиристор  $VS2$  — напругою  $u_{аб}$ , прикладеною через тиристор  $VS6$  і джерело живлення  $U_d$ . Очевидно, нормальна робота інвертора можлива, якщо

$u_{a\bar{b}}(0) = u_{зв} > U_d$ . Ця нерівність визначає межі регулювання вихідної напруги інвертора.

Розглянутий інвертор простий і має широкий діапазон регулювання вихідної напруги.

При векторному (фазовому) регулюванні вихідної напруги відбувається складання вихідних напруг (двох або більше) інверторів (рис. 2.15,а). Напруга  $U_2$  інвертора I2 додається до напруги  $U_1$  інвертора I1. У загальному випадку для регулювання використовується векторне складання цих напруг (рис. 2.15,б). При цьому напруга  $u_2$  регулюється як за модулем, так і за фазою.

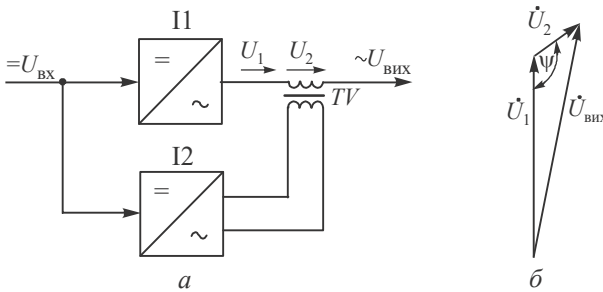


Рис. 2.15

### 2.2.2. Інвертори струму на повністю керованих вентилях

Інвертори струму можуть бути побудовані на повністю керованих вентилях (транзисторах і GTO- тиристорах). На рис. 2.16,а наведена схема однофазного транзисторного інвертора струму, що працює на ємнісне навантаження.

Ключі в інверторі струму проводять струм тільки в одному напрямку і являють собою транзистори  $VT1...VT4$  з послідовно ввімкненими діодами  $VD1...VD4$ , які блокують появу на транзисторах зворотної напруги, яку вони не витримують.

Часові діаграми струмів і напруг такі ж самі, як і в інверторі струму на звичайних тиристорах (див. рис. 2.2,б). Миттєві значення напруги на навантаженні описується виразом

$$u_H(t) = \pm I_d r_H \left( 1 - \frac{2e^{-\frac{t}{T_H}}}{1 + e^{-\frac{T}{2T_H}}} \right),$$

де  $T_H = Cr_H$ .

У зв'язку з тим, що транзистори є повністю керованими ключами, при активному навантаженні і наведеному алгоритмі роботи схеми (рис.2.2,б) можна обійтися без підмикання конденсатора  $C$ . При цьому функціонування схеми не порушується, а на навантаженні формується струм і напруга прямокутної форми.

Для здійснення широтно-імпульсного регулювання вихідної напруги або імпульсної модуляції при активному навантаженні підмикати конденсатор також немає необхідності.

Через те, що у колі постійного струму ввімкнений дросель  $L_d$  з великою індуктивністю, розрив цього кола недопустимий за умовами правил комутації кіл з індуктивністю. У цьому випадку створення нульової паузи у вихідному струмі  $i_{\text{вих}}$  (рис. 2.16,б) може бути вирішено переводом у провідний стан ключів однієї стійки, наприклад,  $VT1$ ,  $VT4$  або  $VT2$ ,  $VT3$  при закритті ключів іншої стійки. Постійний струм буде шунтований цими ключами і протікати в них, минаючи коло навантаження. З рис. 2.16,б видно, що тривалість нульової паузи, яка дорівнює куту  $\alpha$ , може змінюватися системою керування. Регулювання ви-

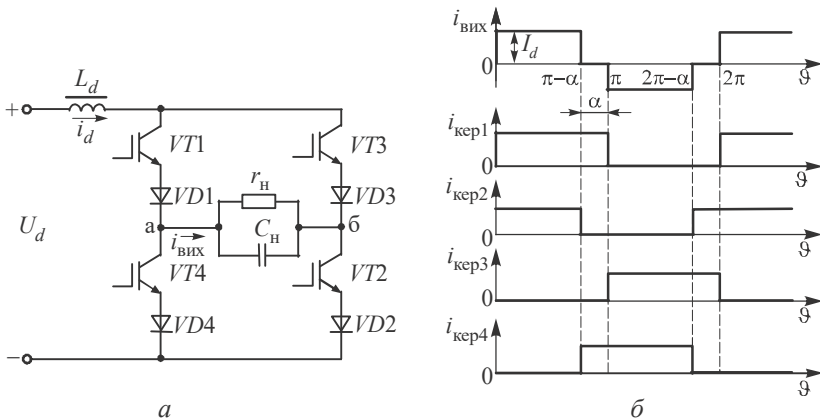


Рис. 2.16  
72



хідного струму забезпечується зміною фазового зсуву між імпульсами керування, що надходять на транзистори протилежних плечей моста ( $VT1$ ,  $VT2$  і  $VT3$ ,  $VT4$ ). Нульові паузи струму утворюються, коли проводять струм транзистори однієї стійки ( $VT1$ ,  $VT4$  або  $VT2$ ,  $VT3$ ), які шунтують джерело струму  $I_d$ .

Розглянутий алгоритм керування дозволяє працювати не тільки на активне навантаження без підмикання на виході конденсатора, але й на активно-індуктивне навантаження. Проте на інтервалах комутації ключів енергія, накопичена в індуктивностях навантаження, викликає перенапруги з боку кіл навантаження. Для обмеження цих перенапруг на виході інвертора підмикають конденсатори, які поглинають енергію індуктивностей. Оскільки навантаження, як правило, носить активно-індуктивний характер, такі конденсатори входять у склад інвертора. Ємність конденсатора визначається параметрами навантаження, на яку розрахований інвертор.

Однофазні інвертори струму широкого практичного застосування не одержали. Проте трифазний інвертор струму на запірних тиристорах (GTO- тиристорах), схема якого наведена на рис. 2.17, використовується в електроприводі середньої і великої потужності. Один з алгоритмів формування імпульсів керування тиристорів наведений на рис. 2.7,б. При такому алгоритмі у провідному стані знаходяться два тиристри: один у анодній групі та один у катодній. Комутація тиристорів відбувається через інтервал, що дорівнює  $60^\circ$ , так що у провідному стані кожний тиристор знаходиться на протязі часу, який дорівнює  $120^\circ$ . У результаті на виході інвертора у кожній фазі формується струм прямокутної форми, тривалістю півхвилі  $120^\circ$  (див. рис. 2.7,б). При активно-

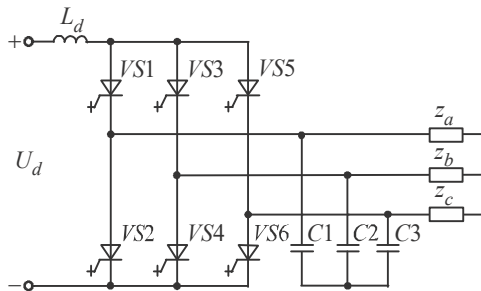


Рис. 2.17

індуктивному навантаженні на виході інвертора підмикаються конденсатори  $C1...C3$  (за схемою зірка або трикутник) для виключення перепаду на виході інвертора.

Для поліпшення форми вихідного струму інвертора кожен півперіод струму за допомогою імпульсної модуляції формується у вигляді послідовності імпульсів струму, тривалість яких змінюється за синусоїдальним або трапецеїдальним законом (рис. 2.18). Інтервали з нульовими струмами формуються як і в однофазному інверторі (див. рис. 2.16,б).

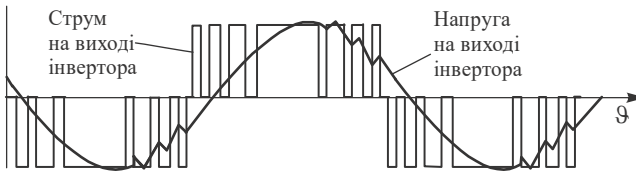


Рис. 2.18

У табл. 2.1 наведені стани ключів (тиристорів) і струми фаз у схемі трифазного мостового інвертора струму, які використовуються при синусоїдальній модуляції вхідних струмів (0 — вимкнений стан ключа, 1 — ввімкнений).

Таблиця 2.1

Стан ключів і значення струмів у схемі трифазного інвертора струму  
(0 — вимкнений стан ключа, 1 — ввімкнений)

Номер стану	Стан ключів						Значення струмів		
	$VS1$	$VS3$	$VS5$	$VS2$	$VS4$	$VS6$	$i_a$	$i_b$	$i_c$
I	1	0	0	0	0	1	$I_d$	0	$-I_d$
II	0	1	0	0	0	1	0	$I_d$	$-I_d$
III	0	1	0	1	0	0	$-I_d$	$I_d$	0
IV	0	0	1	1	0	0	$-I_d$	0	$I_d$
V	0	0	1	0	1	0	0	$-I_d$	$I_d$
VI	1	0	0	0	1	0	$I_d$	$-I_d$	0
VII	1	0	0	1	0	0	0	0	0
VIII	0	1	0	0	1	0	0	0	0
IX	0	0	1	0	0	1	0	0	0

У трифазному інверторі струму, виходячи з принципу формування інтервалів струму з нульовими значеннями кожним з трьох плечей інверторного моста, можуть мати місце три стани ( VII , VIII , IX ), в яких струми фаз дорівнюють нулю.

Серед основних переваг інверторів струму треба відмітити обмеження швидкості зростання струму індуктивністю дроселя  $L_d$  в аварійних режимах. З іншого боку, цей фактор негативно позначається на швидкодії інверторів у динамічних режимах, пов'язаних зі зміною навантаження.

## 2.3. АВТОНОМНІ РЕЗОНАНСНІ ІНВЕРТОРИ

### 2.3.1. Резонансні інвертори без зворотних діодів

Резонансні інвертори без зворотних діодів можуть бути з *відкритим входом*, коли індуктивність резонансного контуру знаходиться на боці змінного струму (у вихідному колі), і з *закритим входом*, коли ця індуктивність знаходиться у колі постійного струму.

Схема *паралельного резонансного інвертора* співпадає зі схемою інвертора струму рис. 2.1,*a* але індуктивність дроселя  $L_d$  в резонансному інверторі має значно меншу величину. При відкритті тиристорів  $VS1$  і  $VS2$  (момент часу  $\vartheta = 0$  на рис. 2.19,*a*) комутуючий конденсатор  $C$  заряджається від джерела постійної напруги  $U_d$ .

Параметри елементів інвертора вибирають таким чином, щоб зарядка конденсатора відбувалася за коливальним законом і струм тиристорів спадав до нуля (момент часу  $\vartheta_1$ ) раніше моменту відкриття наступної пари тиристорів (момент часу  $\vartheta_2$ ). На інтервалі  $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$  ні один з тиристорів не проводить струм і вхідний струм  $i_d$  дорівнює нулю. Напруга на тиристорах  $VS1$ ,  $VS2$  при цьому дорівнює піврізниці напруги джерела живлення  $U_d$  та напруги комутуючого конденсатора  $u_C$ . Напруга  $u_C$  на інтервалі  $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$  повинна перевищувати  $U_d$ , щоб напруга на тиристорах  $VS1$ ,  $VS2$  на протязі цього інтервалу залишалася негативною.

У момент часу  $\vartheta_2$  відкриваються тиристири  $VS3$ ,  $VS4$  і до тири-

сторів  $VS1, VS2$  прикладається напруга  $u_C$ . Конденсатор перезаряджається і напруга на тиристорах  $VS1, VS2$  змінює полярність. Кут вимикання тиристорів  $\beta$  складається з двох складових: кута непровідності тиристорів інвертора  $\beta_1$  та власно кута вимикання  $\beta_2$ . У момент часу  $\vartheta_3$  струм через тиристри  $VS3, VS4$  припиняється і напруга на комутуючому конденсаторі змінюється за таким же законом, що і на інтервалі  $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$ . При відкритті тиристорів  $VS1$  і  $VS2$  (момент часу  $\vartheta_4$ ) цикл роботи інвертора повторюється. У режимі переривчастого вхідного струму напруга на навантаженні, комутуючому конденсаторі та тиристорах залежить не тільки від параметрів навантаження, робочої частоти, ємності комутуючого конденсатора, але також від кута провідності тиристорів  $\lambda_{VS}$ .

Якщо параметри інвертора обрані невдало, то напруга  $u_C$  на інтервалі  $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$  може виявитися меншою за  $U_d$  і полярність напруги на тиристорах, що закрилися, стає позитивною (рис. 2.19,б). При цьому кут вимикання суттєво зменшується, що може призвести до перекидання інвертора.

Аналіз процесів у паралельному резонансному інверторі, як і в ін-

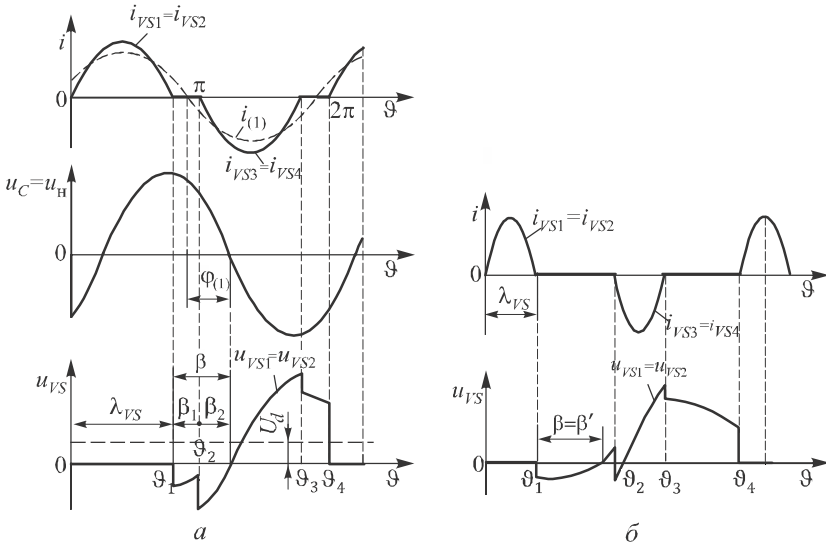


Рис. 2.19

верторі струму, можна провести методом основної гармоніки. Характер основних залежностей в обох інверторах приблизно однаковий. Але в резонансному інверторі швидкість зростання струму тиристорів порівняно мала, тому що форма імпульсу струму синусоїдальна і тому немає потреби у спеціальних пристроях для обмеження  $di_a/dt$ . Тому резонансний інвертор може бути використаний при більш високій частоті. Крім того, у резонансному інверторі можна одержати більші значення кута вимикання.

Для резонансного паралельного інвертора кращим є навантаження, що змінюється у невеликих межах, тому що при зміні параметрів навантаження можна від звичайного режиму перейти до режиму зі зменшеним кутом вимикання  $\beta'$  (рис. 2.19,б).

На рис. 2.20,а наведена схема послідовного одночарункового резонансного інвертора з відкритим входом. Принцип його роботи полягає в наступному.

При подачі керуючого імпульсу на тиристор  $VS1$  останній відкривається і конденсатор  $C$  починає заряджатися від джерела постійної напруги таким чином, що його верхня обкладинка одержує позитивний потенціал. У наступний півперіод відкривається тиристор  $VS2$  і конденсатор  $C$  розряджається по колу  $C - r_H - L2$ . Таким чином, через навантаження протікає змінний струм. Параметри елементів інвертора звичайно вибирають таким чином, щоб струм тиристора (конденсатора) на протязі всього міжкомутаційного проміжку змінювався за коливальним законом.

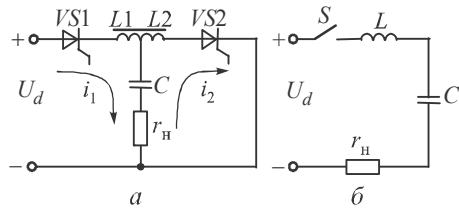


Рис. 2.20

Розрізняють три режими роботи послідовного інвертора: природної комутації, граничний та примусової комутації. В режимі природної комутації (рис. 2.21,а) струм відкритого тиристора, наприклад,  $VS1$  спадає до нуля раніше, чим відкривається наступний тиристор  $VS2$  (власна кутова частота інвертора  $\omega_k$  в цьому режимі вище частоти імпульсів керування — вихідної частоти  $\omega$ ). У граничному режимі струм відкритого тиристора  $VS1$  (рис. 2.21,б) спадає до нуля в момент відкривання тиристора  $VS$  ( $\omega_k = \omega$ ). У режимі примусової комутації тиристорів

(рис. 2.21,в) струм відкритого тиристора в момент комутації відрізняється від нуля ( $\omega_k < \omega$ ).

При розрахунку інвертора використовують його еквівалентну схему (див. рис. 2.20,б), чинну на протязі півперіоду вихідної частоти: схема одержана у припущенні, що активні опори дроселя, конденсатора та прямий спад напруги на тиристорах дорівнює нулю.

Аналіз інвертора здійснюємо для випадку активного навантаження. Для першого півперіоду ( $0 \leq t \leq T/2$ ) рівняння рівноваги записується у вигляді

$$U_d = r_H i_1 + L \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt, \quad (2.38)$$

де  $L = L_1 = L_2$ .

При нульових початкових умовах рівняння (2.38) в операторній формі має вигляд

$$\frac{U_d}{p} = r_H I_1(p) + p L I_1(p) + \frac{1}{p C} I_1(p).$$

Розв'язуючи останнє рівняння відносно струму  $I_1(p)$ , знаходимо його зображення

$$I_1(p) = U_d / \left[ L \left( p^2 + \frac{r_H}{L} p + \frac{1}{LC} \right) \right].$$

При розв'язанні даного рівняння можливі три режими залежно від співвідношення параметрів кола, тому що коренями рівняння є

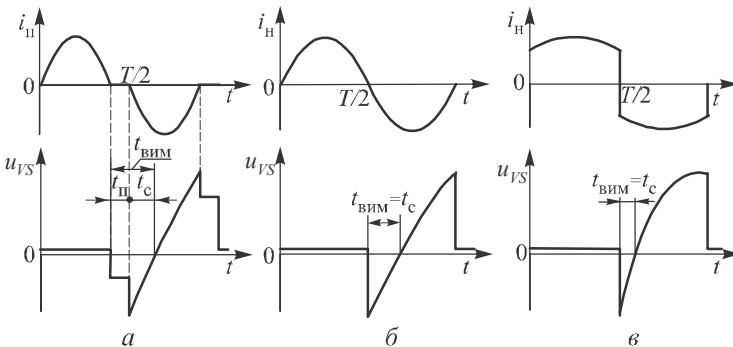


Рис. 2.21

$$p_{1,2} = -\frac{r_H}{2L} \pm \sqrt{\frac{r_H^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = -\delta \pm \sqrt{\alpha} = -\delta \pm \beta:$$

- 1)  $\alpha > 0$  — аперіодичний режим;
- 2)  $\alpha = 0$  — граничний режим;
- 3)  $\alpha < 0$  — коливальний режим.

Оригінал струму знаходимо за теоремою розкладу

$$i_1(t) = \frac{U_d}{2\beta L} e^{-\delta t} (e^{\beta t} - e^{-\beta t}) = \frac{U_d}{\beta L} e^{-\delta t} \text{sh}\beta t, \quad (2.39)$$

де  $\text{sh}\beta = (1/2)(e^\beta - e^{-\beta})$ .

Для нормальної роботи інвертора необхідно, щоб у момент комутації тиристорів напруга на комутуючому дроселі була більша за напругу джерела живлення ( $u_L > U_d$ ), що можливо тільки при коливальному режимі роботи кола, тобто вираз (2.39) потребує перетворення. Ураховуючи, що в цьому режимі  $\beta = j\omega_k$  ( $\omega_k = \sqrt{1/(LC) - r_H^2/(4L^2)}$  — власна кутова частота інвертора) і  $\text{sh}j\omega_k = j\sin\omega_k$ , рівняння (2.39) можна привести до вигляду

$$i_1(t) = \frac{U_d}{\omega_k L} e^{-\delta t} \sin\omega_k t. \quad (2.40)$$

При початкових умовах, що відрізняються від нульових, враховуючи, що струм навантаження стає рівним нулю до закінчення півперіоду, тобто  $i_1(0) = 0$ , вираз (2.40) можна записати у вигляді

$$i_1(t) = \frac{U_d - U_C(0)}{\omega_k L} e^{-\delta t} \sin\omega_k t. \quad (2.41)$$

Напруга на комутуючому дроселі

$$u_L(t) = L \frac{di_1}{dt} = [U_d - U_C(0)] e^{-\delta t} \left[ \cos\omega_k t - \frac{\delta}{\omega_k} \sin\omega_k t \right]. \quad (2.42)$$

Напругу на конденсаторі визначаємо з виразу (2.38)

$$u_C(t) = U_d - [U_d - U_C(0)] e^{-\delta t} \left[ \cos\omega_k t + \frac{\delta}{\omega_k} \sin\omega_k t \right]. \quad (2.43)$$

Для другого півперіоду, коли відкритий тиристор  $VS_2$ , а тиристор  $VS_1$  закритий ( $T/2 \leq t \leq T$ ), струм і напруги можна знайти з виразів

(2.41) ... (2.43)

$$i_2(t) = -\frac{U_C(T/2)}{\omega_k L} e^{-\delta(t-T/2)} \sin \omega_k(t-T/2), \quad (2.44)$$

$$u_L(t) = U_C(T/2) e^{-\delta(t-T/2)} \times \left[ \cos \omega_k(t-T/2) - \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k(t-T/2) \right], \quad (2.45)$$

$$u_C(t) = U_C(T/2) e^{-\delta(t-T/2)} \times \left[ \cos \omega_k(t-T/2) + \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k(t-T/2) \right], \quad (2.46)$$

Для випадку, коли власна кутова частота інвертора дорівнює робочій частоті інвертора ( $\omega_k = \omega = 2\pi/T$ ), тобто коли струм у кінці кожного півперіоду дорівнює нулю, початковою умовою буде

$$u_C(t = T/2) = -u_C(t = T).$$

Підставивши  $t = T/2$  у вираз (2.43) і  $t = T$  у вираз (2.46), а потім, об'єднавши їх, одержимо

$$U_C(0) = U_d \left(1 + e^{\delta T/2}\right) / \left(1 - e^{\delta T}\right) = U_d A, \quad (2.47)$$

де  $A = \left(1 + e^{\delta T/2}\right) / \left(1 - e^{\delta T}\right) = 1 / \left(1 - e^{\delta T/2}\right),$

$$u_C(T/2) = U_d \left(1 + e^{-\delta T/2}\right) / \left(1 - e^{-\delta T}\right) = U_d B, \quad (2.48)$$

де  $B = \left(1 + e^{-\delta T/2}\right) / \left(1 - e^{-\delta T}\right) = 1 / \left(1 - e^{-\delta T/2}\right).$

При підстановці виразів (2.47) і (2.48) у (2.41)...(2.46) одержимо значення струмів і напруг в усталеному режимі:

на інтервалі  $0 \leq t \leq T/2$

$$i_1(t) = \frac{U_d B}{\omega_k L} e^{-\delta t} \sin \omega_k t, \quad (2.49)$$

$$u_L(t) = U_d B e^{-\delta t} \left( \cos \omega_k t - \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k t \right), \quad (2.50)$$

$$u_C(t) = U_d - U_d B e^{-\delta t} \left( \cos \omega_k t + \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k t \right); \quad (2.51)$$



на інтервалі  $T/2 \leq t \leq T$

$$i_2(0) = \frac{-U_d B}{\omega_k L} e^{-\delta(t-T/2)} \sin \omega_k (t - T/2). \quad (2.52)$$

$$u_L(t) = -U_d B e^{-\delta(t-T/2)} \left[ \cos \omega_k \left( t - \frac{T}{2} \right) - \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k \left( t - \frac{T}{2} \right) \right], \quad (2.53)$$

$$u_C(t) = U_d B e^{-\delta(t-T/2)} \left[ \cos \omega_k \left( t - \frac{T}{2} \right) + \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k \left( t - \frac{T}{2} \right) \right]. \quad (2.54)$$

Якщо коефіцієнт зв'язку між половинами котушки дроселя дорівнює одиниці, то напруга між анодом і катодом тиристорів

$$u_{VS}(t) = U_d - 2u_L(t) = U_d \left[ 1 - 2B e^{-\delta t} \left( \cos \omega_k t - \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k t \right) \right]. \quad (2.55)$$

Час, необхідний тиристорі для відновлення його запірних властивостей, можна визначити з виразу (2.55), прирівнявши його нулю,

$$e^{-\delta t_{\text{вим}}} \left( \cos \omega_k t_{\text{вим}} - \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k t_{\text{вим}} \right) = \frac{1}{2B}. \quad (2.56)$$

Діюче значення вихідної напруги в граничному режимі ( $\omega = \omega_k$ )

$$\begin{aligned} U_{\text{нгр}} &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_{\text{н}}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (r_{\text{н}} i_{\text{н}})^2 dt} = \\ &= 0,4 U_d \frac{B}{D} \sqrt{\frac{\delta}{2\omega_k} (1 - e^{\delta T})}, \end{aligned} \quad (2.57)$$

де  $D = \sqrt{(\omega_k^2 + \delta^2) / \omega_k^2}$ .

Діюче значення вихідної напруги інвертора в режимі природної комутації ( $\omega_k > \omega$ )

$$U_{\text{н}} = U_{\text{нгр}} \sqrt{m}, \quad (2.58)$$

де  $m = \omega / \omega_k$ .

З виразів (2.57) та (2.58) видно, що вихідна напруга інвертора мало залежить від величини опору навантаження.

Як видно зі співвідношень (2.57) і (2.58), для підтримки незмінною вихідної напруги при зміні опору навантаження необхідно змінювати

частоту імпульсів керування.

При розрахунку послідовного одночарункового резонансного інвертора з відкритим входом, що працює на активно-індуктивне навантаження, можна використовувати всі наведені раніше залежності, але замість індуктивності  $L$  слід брати суму  $L_H + L$ . При цьому треба урахувати, що власна кутова частота  $\omega_k$  визначається сумарною індуктивністю  $L_H + L$ , а напруга на дроселі розподіляється між  $L_H$  і  $L$  пропорційно цим індуктивностям. Напругу між анодом і катодом тиристорів знаходять з урахуванням напруги тільки на індуктивності комутуючого дроселя

$$u_{VS}(t) = U_d - 2u_k(t) = U_d - 2u_L(t)L/(L_H + L). \quad (2.59)$$

Час, що надається тиристорам на відновлення своїх запірних властивостей, визначається з виразу (2.56) з використанням співвідношення (2.59)

$$e^{-\delta t_{\text{вим}}} \left( \cos \omega_k t_{\text{вим}} - \frac{\delta}{\omega_k} \sin \omega_k t_{\text{вим}} \right) = (L_H + L)/(2BL). \quad (2.60)$$

Через те що  $z_H = r_H / \cos \varphi_H$  рівняння зовнішньої характеристики інвертора при активно-індуктивному навантаженні можна записати у вигляді

$$U_H(\varphi_H) = U_{H\text{гр}} \sqrt{m} / \cos \varphi_H,$$

тобто вихідна напруга зростає зі зменшенням  $\cos \varphi_H$ .

З розгляду залежностей, одержаних для послідовного одночарункового резонансного інвертора, видно, що при зменшенні активного опору навантаження зростають вхідний струм інвертора, напруга на конденсаторі та тиристорах, а також час вимикання  $t_{\text{вим}}$ , який надається тиристорам для відновлення запірних властивостей. При збільшенні опору навантаження час вимикання  $t_{\text{вим}}$  різко зменшується, тобто послідовний інвертор у режимі холостого ходу непрацездатний.

Послідовний інвертор, як і паралельний, може працювати тільки у визначеному діапазоні зміни опору навантаження  $r_H$ , проте вплив цього опору в обох інверторах протилежний: зменшення  $r_H$  у послідовному інверторі викликає таку ж дію на режим роботи, як збільшення  $r_H$  у па-

ралельному інверторі, тобто коротке замикання послідовного інвертора не відрізняється від холостого ходу паралельного інвертора.

Послідовні інвертори з відкритим входом без зворотних діодів можуть бути виконані також за мостовою (рис. 2.22,*а*) та напівмостовою (рис. 2.22,*б*) схемами.

У мостовому та напівмостовому інверторах струм від джерела живлення споживається на протязі обох півперіодів, а в одночарунковому інверторі — на протязі одного півперіоду. У мостовому та одночарунковому інверторах вхідний струм є одночасно струмом навантаження. У напівмостовому інверторі струм навантаження є сумою струмів двох конденсаторів однакової ємності, що ввімкнені в плечі півмоста.

У розглянутих послідовних інверторах навантаження ввімкнене в коло інвертованого струму і вихідна частота дорівнює частоті керування.

На рис. 2.23 наведена схема *однофазного послідовно-паралельного інвертора* з відкритим входом без зворотних діодів. У ньому, на відміну від інвертора струму, індуктивність дроселя  $L_d$  набагато менша і вхідний струм  $i_d$  переривчастий. Тому струм через відкриті тиристори (наприклад,  $VS1, VS2$  на рис. 2.24,*а*) спадає до нуля раніше, чим відкривається наступна пара тиристорів ( $VS3, VS4$ ).

При аналізі інвертора приймаємо наступні припущення: елементи інвертора ідеальні; внутрішній опір джерела живлення дорівнює нулю; напруга на навантаженні  $u_H$  синусоїдальна; імпульс інвертованого струму має синусоїдальну форму:

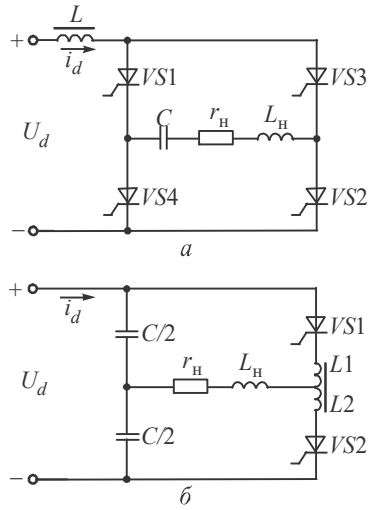


Рис. 2.22

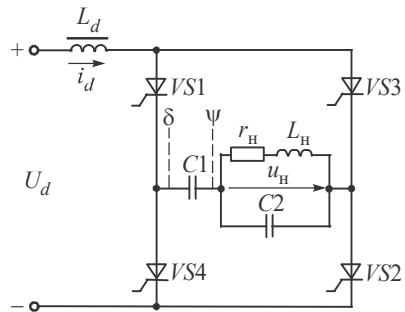


Рис. 2.23

$i(\vartheta) = I_{\max} \sin(\pi/\lambda_{VS}) \vartheta$ , де  $I_{\max}$  — максимальне значення імпульсу струму;  $\lambda_{VS} = \pi\omega/\omega_k$  — тривалість імпульсу струму;  $\omega_k = \omega_0 \sqrt{1 - (r_H^2 C_2)/L_H} = \sqrt{Q^2 - 1}/(Q\sqrt{L_H C_2})$  — резонансна колова частота реального паралельного контуру  $r_H L_H C_2$  ( $r_H \neq 0$ );  $Q = \sqrt{L_H C_2}/r_H$  — добротність паралельного контуру;  $\vartheta = \omega t$ ;  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_H C_2}$  — резонансна колова частота ідеального паралельного контуру ( $r_H = 0$ ).

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = \frac{2}{\pi} \int_0^{\lambda_{VS}} i_d d\vartheta = \frac{2\lambda_{VS}}{\pi^2} I_{\max}. \quad (2.61)$$

Амплітуда першої гармоніки інвертованого струму

$$I_{(1)m} = \frac{I_{\max} \left( \frac{4}{\pi} \cos \frac{\lambda_{VS}}{2} \right)}{\frac{\pi}{\lambda_{VS}} - \frac{\lambda_{VS}}{\pi}}. \quad (2.62)$$

Замінімо паралельний коливальний контур  $r_H L_H C_2$  послідовним з'єднанням активного  $r_{(1)}$  та реактивного  $x_{(1)}$  опорів для першої гармоніки

$$z_{(1)} = r_{(1)} + jx_{(1)} = \frac{(r_H + j\omega L_H) \frac{1}{j\omega C}}{r_H + j\omega L_H + \frac{1}{j\omega C_2}}. \quad (2.63)$$

Активний та реактивний опори навантаження можна визначити через опір паралельного конденсатора  $C_2$ , використовуючи співвідношення для розладу ідеального резонансного контуру ( $r_H = 0$ ),

$$\xi_0 = \omega_0/\omega = 1/(\omega\sqrt{L_H C_2}). \quad (2.64)$$

При роботі на резонансній частоті  $\omega_0$  виконується умова

$$\omega_0 L_H = 1/(\omega_0 C_2).$$

З урахуванням виразу (2.64) остання умова може бути зображена у вигляді

$$\omega L_H = 1 / \left( \xi_0^2 \omega C_2 \right). \quad (2.65)$$

Активний і повний опір навантаження визначають з наступних співвідношень:

$$r_H = \omega L_H \operatorname{ctg} \varphi_H = \operatorname{ctg} \varphi_H / \left( \xi_0^2 \omega C_2 \right), \quad (2.66)$$

$$z_H = \sqrt{(r_H)^2 + (\omega L_H)^2} = 1 / \left( \xi_0 \omega C_2 \sin \varphi_H \right), \quad (2.67)$$

де  $\varphi_H$  — кут зсуву фаз між першими гармоніками струму навантаження  $i_H$  і напруги на навантаженні  $u_H$ .

Використовуючи вирази (2.65) і (2.66), перетворимо рівняння (2.63)

$$\begin{aligned} z_{(1)} &= r_{(1)} + jx_{(1)} = \\ &= \frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{\xi_0^2 \operatorname{ctg} \varphi_H}{\left( \xi_0^2 - 1 \right)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} + j \frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{\xi_0^2 - 1 - \operatorname{ctg}^2 \varphi_H}{\left( \xi_0^2 - 1 \right)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H}, \end{aligned} \quad (2.68)$$

де

$$r_{(1)} = \frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{\xi_0^2 \operatorname{ctg} \varphi_H}{\left( \xi_0^2 - 1 \right)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} = \frac{1}{\omega C_2} r'_{(1)};$$

$$x_{(1)} = \frac{1}{\omega C_2} \frac{\xi_0^2 - 1 - \operatorname{ctg}^2 \varphi_H}{\left( \xi_0^2 - 1 \right)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} = \frac{1}{\omega C_2} x'_{(1)};$$

$$r'_{(1)} = r_{(1)} / \left[ 1 / (\omega C_2) \right] = r_{(1)} \omega C_2 = \frac{\xi_0^2 \operatorname{ctg} \varphi_H}{\left( \xi_0^2 - 1 \right)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} \quad \text{— відносний ек-}$$

вівалентний активний опір паралельного контуру;

$$x'_{(1)} = x_{(1)} / \left( 1 / \omega C_2 \right) = x_{(1)} \omega C_2 = \frac{\xi_0^2 - 1 - \operatorname{ctg}^2 \varphi_H}{\left( \xi_0^2 - 1 \right)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} \quad \text{— відносний ек-}$$

вівалентний реактивний опір паралельного контуру.

Кут зсуву фаз між першою гармонікою інвертованого струму  $i_{(1)}$  та напругою на навантаженні  $u_H$  визначають з виразу

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{x_{(1)}}{r_{(1)}} = \frac{x'_{(1)}}{r'_{(1)}} = \frac{\xi_0^2 - 1 - \operatorname{ctg}^2\varphi_H}{\xi_0^2} \operatorname{tg}\varphi_H.$$

У реальному паралельному контурі  $r_H \neq 0$ , тому введемо коефіцієнт істинного розладу резонансного контуру

$$\xi = \omega_K / \omega. \quad (2.69)$$

Використовуючи вираз для резонансної частоти  $\omega_K$  реального контуру та вирази (2.64) і (2.69), одержуємо зв'язок між розладом реального  $\xi$  і ідеального  $\xi_0$  контурів

$$\omega_K = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{\operatorname{ctg}^2\varphi_H}{\xi_0^2}},$$

$$\xi = \frac{\omega_K}{\omega_0} \sqrt{\xi_0^2 - \operatorname{ctg}^2\varphi_H}, \quad (2.70)$$

$$\xi_0 = \sqrt{\xi^2 + \operatorname{ctg}^2\varphi_H}. \quad (2.71)$$

За допомогою поняття істинного розладу  $\xi$  можна вважати, що резонанс у контурі настає при  $\xi = 1$ , ємнісна реакція — при  $\xi < 1$ , а індуктивна —  $\xi > 1$ . Поняття розладу ідеального контуру  $\xi_0$  не дає істинного стану реального контуру, тому що визначає тільки елементи  $L_H$  і  $C_2$  контуру і не враховує активного опору, тобто  $\cos\varphi_H$  навантаження. У відповідності з виразом (2.70) при  $\xi_0 = 1$  реальний контур має ємнісну реакцію.

На рис. 2.24 наведені часові діаграми струмів і напруг послідовно-паралельного резонансного інвертора при ємнісній (а) та індуктивній (б) реакціях паралельного контуру. Напряга, наприклад, на тиристорі  $VS_3$  на інтервалах  $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$  і  $\vartheta_3 \dots \vartheta_4$

$$u_{VS_3} = \frac{1}{2} (U_d + u_H + u_{C_1}).$$

Оскільки при ємнісній реакції контуру в момент часу  $\vartheta_3$  напруга на навантаженні  $u_H$  негативна, а при індуктивній реакції контуру вона може бути позитивною, напруга  $u_{VS_3}$  на інтервалі  $\vartheta_3 \dots \vartheta_4$  може приймати позитивні значення і, відтак, суттєво зменшується кут вимикання

$\beta$ . При індуктивній реакції контуру можна добитися, щоб крива  $u_{VS3}$  на інтервалі  $\vartheta_3 \dots \vartheta_4$  не переходила в область позитивних значень за рахунок значного збільшення напруги  $u_{C1}$ . Тому на практиці звичайно використовують ємнісну реакцію контуру, тобто ємнісний розлад. При цьому, помножуючи вирази для  $x'_{(1)}$  і  $\text{tg}\psi$  на  $(-1)$  (для одержання позитивного реактивного опору та позитивного фазового кута) і ураховуючи вирази (2.70) і (2.71), матимемо

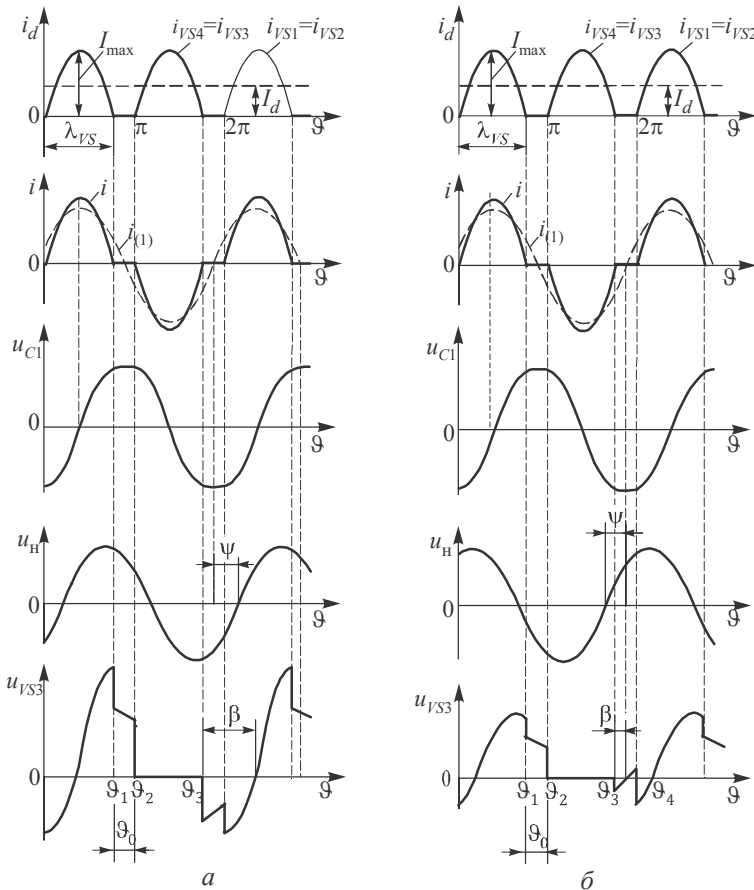


Рис. 2.24  
87

$$x'_{(1)} = \frac{1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H - \xi_0^2}{(\xi_0^2 - 1)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} = \frac{1 - \xi^2}{(\xi_0^2 - 1)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H},$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H - \xi_0^2}{\xi_0^2} \operatorname{tg} \varphi_H = \frac{1 - \xi^2}{\xi_0^2} \operatorname{tg} \varphi_H.$$

З цих співвідношень видно, що еквівалентний реактивний опір і фазовий кут при  $\xi = 1$  дорівнюють нулю, що характерно для резонансу.

Оскільки в інверторі без втрат потужність, що споживається від джерела живлення, дорівнює активній потужності, що виділяється в навантаженні ( $U_d I_d = I_{(1)m}^2 r_{(1)} / 2$ ), з урахуванням виразів (2.61), (2.62) одержуємо

$$I_{\max} = \frac{\pi^2}{4\lambda_{VS}} \alpha^2 \frac{U_d}{r_{(1)}} \approx 2,5 \frac{U_d}{r_{(1)}} \cdot \frac{\alpha^2}{\lambda_{VS}},$$

$$I_{(1)m} = \frac{U_d}{r_{(1)}} \alpha,$$

$$I_d = 0,5 \frac{U_d}{r_{(1)}} \alpha^2,$$

де  $\alpha = \frac{\lambda_{VS}}{\pi} \cdot \frac{(\pi/\lambda_{VS}) - (\lambda_{VS}/\pi)}{\cos(\lambda_{VS}/2)}$ .

Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_H = \frac{r_{(1)} I_{(1)m}}{\sqrt{2} \cos \psi} = \frac{\alpha U_d}{\sqrt{2} \cos \psi}. \quad (2.72)$$

З рівняння (2.72) видно, що відношення  $U_H / U_d$  збільшується при збільшенні кута розладу  $\psi$  і зменшується при зменшенні кута  $\lambda_{VS}$ . Через те, що при  $\lambda_{VS} = 120^\circ \dots 180^\circ$   $\alpha = 1,11 \dots 1,27$ , то для приблизного розрахунку можна прийняти кут  $\alpha \approx 1,2$  і не залежним від  $\lambda_{VS}$ . При цьому вираз (2.72) приймає вигляд

$$U_H = 0,85 U_d / \cos \psi. \quad (2.73)$$

Порівнюючи співвідношення (2.73) і (2.27), бачимо їх якісну схожість, тобто мінімальне значення напруги на навантаженні в резонанс-



ному інверторі, як і в інверторі струму, має місце при резонансі ( $\psi = 0$ ). При однаковій напрузі джерела живлення  $U_d$  в резонансному інверторі діюче значення напруги  $U_n$  приблизно на 24% нижче, ніж у інверторі струму.

Кут провідності тиристорів

$$\lambda_{VS} = \pi \frac{\omega}{\omega_k} = \frac{2\pi F}{\sqrt{4F - D^2}},$$

де  $F = \omega L_d / x_\Sigma$ ;  $D = r_{(1)} / x_\Sigma$ ;  $x_\Sigma = x_{(1)} + 1 / (\omega C_1)$ .

Для того, щоб напруга на тиристорі  $VS3$  на інтервалі  $\vartheta_3 \dots \vartheta_4$  не переходила через нуль, треба виконання нерівності

$$U_{C1 \max} > U_d + U_n(\vartheta_4) = U_d + U_{n \max} \cos\left(\frac{\lambda_{VS}}{2} + \psi\right).$$

Максимальна пряма напруга на тиристорах

$$U_{прм} \approx U_{C1 \max} + \sqrt{2}U_n.$$

Кут вимикання визначається виразом

$$\beta = \pi - \lambda_{VS} + \left(1 - \frac{1}{0,4 \frac{\lambda_{VS}}{D} + 1}\right) \frac{\lambda_{VS}}{\pi} \arctg\left(\frac{2F}{D} \cdot \frac{\pi}{\lambda_{VS}}\right).$$

У інверторах з закритим входом є дві групи конденсаторів: роздільні та комутуючі (у найпростіших інверторах комутуючий конденсатор виконує також роль роздільного, і через навантаження постійний струм не протікає).

На рис. 2.25,а наведена схема однофазного інвертора з закритим входом. Конденсатор  $C_p$ , який ввімкнений послідовно з навантаженням, є роздільним, а конденсатор  $C$  — комутуючим. Ємність роздільного конденсатора звичайно значно більша за ємність комутуючого конденсатора. Розглянемо принцип роботи ідеального інвертора, коли втрат немає, індуктивність дроселя  $L_d$  та ємність роздільного конденсатора  $C_p$  нескінченно великі, тобто  $I_d = \text{const}$ , а на конденсаторі  $C_p$  відсутня змінна складова напруги.

При закритих тиристорах від джерела живлення через навантажен-

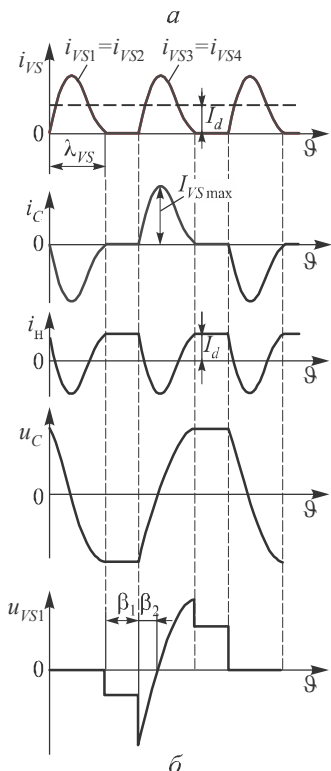
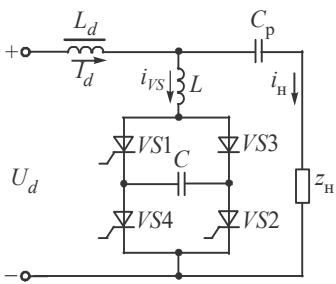


Рис. 2.25

ня протікає струм  $I_d$  (рис. 2.25,б). При відкритті тиристорів  $VS1, VS2$  утворюється коло, що складається з конденсатора  $C$ , дроселя  $L$  і навантаження  $z_H$ , по якому протікає струм  $i_{VS}$ . Еквівалентна схема кола, в якому протікає струм тиристорної чарунки  $i_{VS}$ , така ж сама, як і для інвертора з відкритим входом (див. рис. 2.20,б). При цьому напруга живлення кола являє собою суму двох напруг: напруги на роздільному конденсаторі  $C_p$ , що дорівнює  $U_d$ , і напруги на навантаженні  $r_H$ , обумовленій протіканням по ньому вхідного струму:  $U'_d = U_d + r_H I_d$ .

З часових діаграм рис. 2.25,б видно, що в інверторі струм навантаження  $i_H$  не-синусоїдальний і дорівнює  $i_H = I_d - i_{VS}$ . Вихідна частота інвертора удвічі вища за частоту однієї тиристорної чарунки, тому що одному і тому ж напрямку струму в колі навантаження відповідає різний напрямок струму в колі комутуючого конденсатора.

При визначенні основних співвідношень будемо уважати, що імпульс струму чарунки  $i_{VS}$  має синусоїдальну форму,

$$i_{VS} = I_{VS\max} \sin \frac{\pi}{\lambda_{VS}} \vartheta,$$

де

$$\lambda_{VS} = \pi \frac{\omega}{\omega_k} = 2\pi F / \sqrt{4F - D^2}; \quad \omega_k = \sqrt{\frac{1}{(L + L_H)C} - \frac{r_H^2}{4(L + L_H)^2}};$$

$\omega$  — частота керування, яка для цього інвертора удвічі нижча за вихід-

ну;  $F = \omega^2 (L + L_H)C$ ;  $D = \omega Cr_H$ .

Постійна складова вхідного струму тиристорної чарунки, яка дорівнює вхідному струму інвертора  $I_d$ , визначається виразом

$$I_{VS} = I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda_{VS}} i_{VS} d\vartheta = \frac{2\lambda_{VS}}{\pi^2} I_{VS \max} \approx 0,2\lambda_{VS} I_{VS \max}.$$

Діюче значення струму навантаження

$$\begin{aligned} I_H &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda_{VS}} i_H^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda_{VS}} (i_{VS} - I_d)^2 d\vartheta} = \\ &= I_{VS \max} \sqrt{\frac{\lambda_{VS}}{2\pi}} \sqrt{1 - 0,25\lambda_{VS}}. \end{aligned}$$

Максимальне значення струму тиристорної чарунки можна визначити, використовуючи рівність активних потужностей — тієї, що споживається від джерела, та тієї, що надходить у навантаження (у інверторі без втрат  $U_d I_d = r_H I_H^2$ ), а також вирази для струмів  $I_d$  і  $I_H$

$$I_{VS \max} = \frac{4}{\pi(1 - 0,25\lambda_{VS})} \cdot \frac{U_d}{r_H}.$$

Максимальне значення напруги на комутуючому конденсаторі

$$U_{C \max} = \frac{I_{VS \max} \lambda_{VS}}{\pi \omega C}.$$

Діюче значення напруги на навантаженні

$$\begin{aligned} U_H &= \sqrt{U_{Ha}^2 + U_{Hp}^2} = \sqrt{(r_H I_H)^2 + \frac{1}{\pi} \int_0^{\lambda_{VS}} \left( \frac{\pi}{\lambda_{VS}} I_{VS \max} \omega L_H \right)^2 \cos^2 \frac{\pi}{\lambda_{VS}} d\vartheta} = \\ &= 0,5 U_d \sqrt{\frac{\lambda_{VS}}{1 - 0,25\lambda_{VS}}} \sqrt{1 + \frac{\left[ \frac{\pi}{\lambda_{VS}} \cdot \frac{F}{D} (1 - G) \right]^2}{1 - 0,25\lambda_{VS}}}, \end{aligned}$$

де  $U_{Ha}$ ,  $U_{Hp}$  — відповідно активна і реактивна складові напруги на навантаженні;

$$G = \frac{L}{L + L_H} = 1 - \frac{D \operatorname{tg} \varphi_H}{F}.$$

Одержані вхідні та вихідні характеристики резонансного інвертора із закритим входом якісно мають такий самий вигляд, як і характеристики послідовного резонансного інвертора з відкритим входом. Відзначимо, що при однакових параметрах елементів обох інверторів напруги та струми в інверторі із закритим входом більші, тому що напруга, яка прикладається до контуру,

$$U'_d = \frac{U_d}{1 - 0,25\lambda_{VS}}$$

При зменшенні опору навантаження, як і в послідовному інверторі з відкритим входом, струм та напруга на реактивних елементах інвертора і тиристорах, а також власний кут вимикання  $\beta_2$  різко зростають ( $\beta_2 \rightarrow 90^\circ$ ). При  $z_H \rightarrow \infty$  інвертор перетворюється у паралельний інвертор струму в режимі холостого ходу і в ньому виникають значні перенапруги, а ( $\beta_2 \rightarrow 90^\circ$ ).

Перевагою інвертора є можливість підтримки достатньо великого кута вимикання при зміні параметрів навантаження в широких межах. Основним недоліком цього інвертора у порівнянні з інверторами з відкритим входом є більш висока напруга, яка прикладається до тиристорів і реактивних елементів.

*Багаточарункові резонансні інвертори* застосовуються тоді, коли

треба одержати вихідну частоту, яка перевищує граничну частоту одночарункового інвертора, або значну вихідну потужність без послідовного та паралельного з'єднання тиристорів. У першому випадку чарунки відкриваються по черзі, у другому — одночасно. Розглянемо багаточарункові інвертори з підвищенням граничної частоти. Навантаження інвертора однофазне. Багаточарункові інвертори можуть бути з без трансформаторним або трансформаторним виходом, а навантаження вмикають

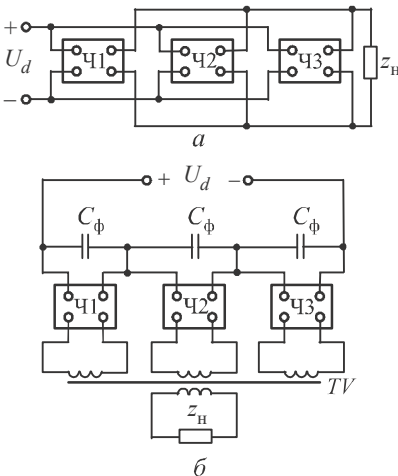


Рис. 2.26

або у вихідні (рис. 2.26), або у вхідні (рис. 2.27) кола тиристорних чарунок. В останньому випадку вихідні кола тиристорних чарунок закорочують.

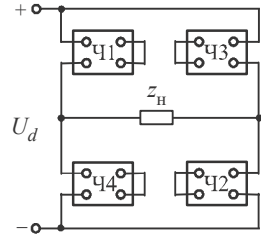


Рис. 2.27

Багаточарункові інвертори з відкритим входом, виконані за різними схемами, мають приблизно однаковий принцип роботи. Розглянемо принцип двочарункового інвертора зі з'єднанням вхідних кіл мостових чарунок за напівмостовою схемою (рис. 2.28,а), вважаючи, що ємності конденсаторів вхідного фільтра  $C_{\phi 1}$  і  $C_{\phi 2}$  нескінченно великі і ділять вхідну напругу навпіл.

Тиристри кожної чарунки інвертора відкриваються попарно  $VS1, VS2; VS5, VS6; VS3, VS4; VS7, VS8$ . Навантаження інвертора ввімкнене у вхідне коло тиристорних чарунок. З часових діаграм струмів і напруг (рис. 2.28,б), пояснюючих роботу інвертора, видно, що інтервалом часу між моментами відкриття обох пар тиристорів (наприклад,  $VS1, VS2$  і  $VS3, VS4$ ) однієї чарунки відповідає один період струму навантаження  $i_H$  та півперіод струму комутуючого конденсатора  $i_{C1}$ , тобто  $\omega = 2\omega_{\phi}$ .

На рис. 2.29,а наведена схема багаточарункового інвертора з від-

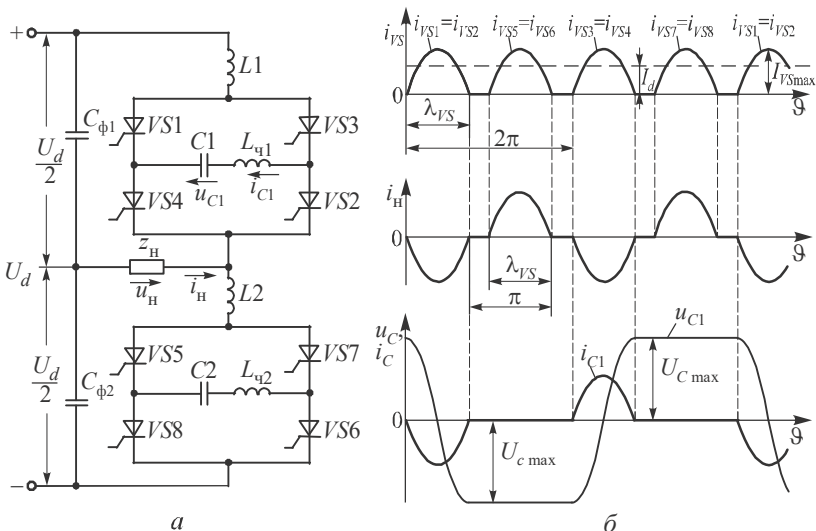


Рис. 2.28

критим входом без зворотних діодів і навантаженням у вихідному колі тиристорних чарунок. Порядок перемикання тиристорів чарунок і часова діаграма струму навантаження наведена на рис. 2.29,б для випадку  $\omega = \omega_k$ .

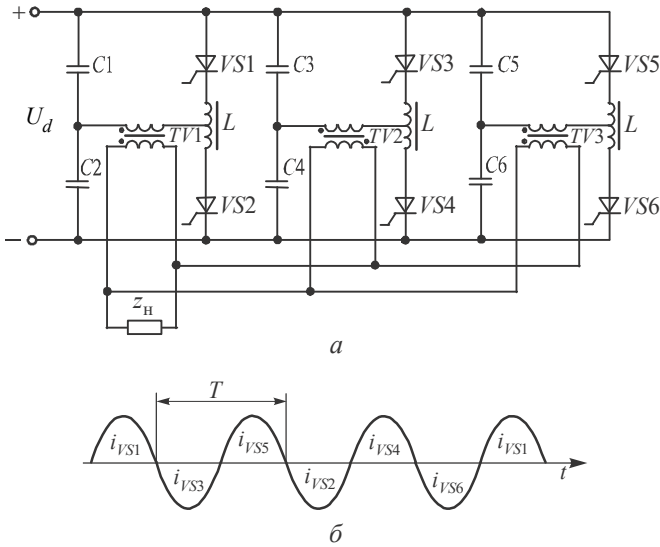


Рис. 2.29

### 2.3.2. РЕЗОНАНСНІ ІНВЕРТОРИ ЗІ ЗВОРТНИМИ ДІОДАМИ

Використання двоспрямованих ключів (рис. 2.30) дозволяє здійснити обмін реактивною енергією між резонансним контуром і вхідним джерелом напруги  $U_d$ , тобто забезпечити роботу інвертора в режимах з безперервним струмом контуру в широкому частотному діапазоні. При цьому відбувається часткове зменшення комутаційних втрат при відкритті або закритті ключів.

Автономні резонансні інвертори зі зворотними діодами (АРІ з ЗД), як правило, живляться від джерела напруги, тобто акумуляторної батареї або випрямляча, останнім ланцюгом фільтра якого є конденсатор з достатньо великою ємністю. Комутуюча індуктивність (індуктивність контуру) ввімкнена у коло змінного струму інвертора. В якості ключо-

вих приладів ( $S$ ) в АРІ з ЗД за-  
раз застосовуються повністю  
керовані прилади (біполярні  
транзистори, МОН- транзистори,  
БТІЗ, ГТО- тиристори), паралельно  
яким у зворотному  
напрямку ввімкнені діоди (рис.  
2.30,*a*) або звичайні тиристори  
за умови їх примусової комутації (рис. 2.30,*б*).

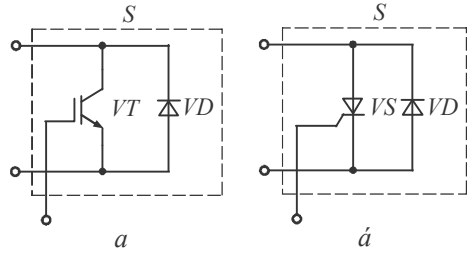


Рис. 2.30

Схеми АРІ з ЗД (рис. 2.31) бувають напівмостовими з роздільним  
комутуючим конденсатором (*a*), напівмостовими з роздільним джере-  
лом живлення (*б*) і мостовими (*в*). АРІ з ЗД можна класифікувати за  
принципом дії:

1. АРІ з ЗД, які працюють з природним закриттям ключових при-  
ладів ( $S$ ) перед закінченням півперіоду.

У цьому режимі ключ  $S$  має нульовий струм при відкритті (рис.  
2.32) (часові діаграми наведені для схеми рис. 2.31,*a*). Від системи ке-  
рування на ключі  $S1$  і  $S2$  надходять імпульси керування у протифазі.  
У перший півперіод відкритий  $S1$  і струм протікає по колах:  
 $C_{к1} - S1 - b - a - C_{к1}$ , конденсатор  $C_{к1}$  при цьому розряджається; і

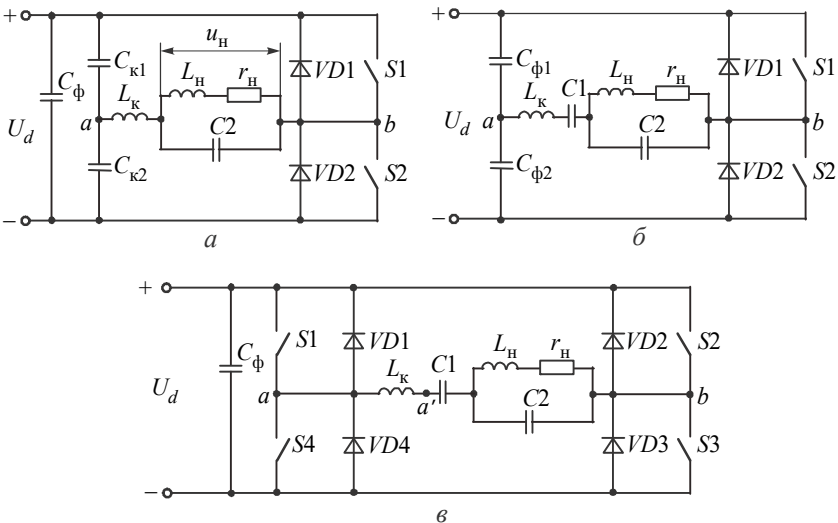


Рис. 2.31

$C_{\phi} - S1 - b - a - C_{к2} - C_{\phi}$ , конденсатор  $C_{к2}$  при цьому заряджається.  
 $C_{\phi} - S1 - b - a - C_{к2} - C_{\phi}$ , конденсатор  $C_{к2}$  при цьому заряджається.  
 Струм ключа  $S1$  у початковий момент має значення струму, що протікав до цього через діод  $VD2$ , і змінюється за коливальним законом, досягаючи нульового значення в кінці півперіоду, момент  $\vartheta = \lambda_{VS}$  (розглядаємо усталений режим роботи схеми). В інтервалі  $\lambda_{VD} = \pi - \lambda_{VS}$  струм у колі змінного струму інвертора змінює напрямок і замикається по колах:  $a - b - VD1 - (+C_{\phi}) - C_{\phi} - C_{к2}$ , забезпечуючи заряд  $C_{к1}$  і розряд  $C_{к2}$ . У другий півперіод відкритий  $S2$ , початковий струм якого дорівнює струму діода  $VD1$  у кінці півперіоду. У момент  $2\pi - \lambda_{VD}$   $S2$  закривається, а змінний струм кола  $a - b$  знову змінює свій знак, замикаючись через  $VD2$  і  $C_{к2}$ , заряджаючи  $C_{к2}$  і розряджаючи  $C_{к1}$ . При відкритті в момент  $\vartheta = 2\pi$   $S1$  процеси повторюються. Як видно з часових діаграм кожна півхвиля змінного струму являє собою суму струмів ключового приладу  $S$  та навхрест лежачого зворотного діода (наприклад,  $S1 - VD2$  або  $S2 - VD1$ ) і має тривалість, яка дорівнює півперіоду частоти імпульсів керування інвертора. Можна стверджувати, що завдяки дії зворотних діодів забезпечується граничний режим роботи інвертора, який без зворотних діодів працював би з переривчастим струмом. На часових діаграмах показані напруга на навантаженні  $u_H$  і форма вхідного струму  $i_d$ , який дорівнює  $i_d = i_{S1} - i_{VD1} + i_{S2} - i_{VD2}$ , тобто на інтервалі  $\lambda_{VD}$  роботи зворотних діодів струм повертається в джерело живлення, тому воно повинно бути з двосторонньою провідністю.

Треба відмітити, що струм через зворотні діоди на інтервалі  $\lambda_{VD}$  може змінюватися і за іншим законом, наприклад, стати рівним нулю в кінці або раніше закінчення півперіоду. Ці режими також можливі, але недоцільні і тому в подальшому не розглядаються. Напруга на навантаженні  $u_H$  синусоїдальна.

Принцип дії та часові діаграми напівмостового АРІ з роздільним джерелом живлення рис. 2.31,б аналогічний розглянутому. Різниця полягає в тому, що в АРІ з роздільним джерелом живлення  $C_{к} = C_{к1} + C_{к2}$ , а напруга на конденсаторах  $C_{\phi1}$  і  $C_{\phi2}$  дорівнює  $U_d / 2$



у кожному півперіоді, у той час, як в АРІ з роздільним комутуючим конденсатором напруги на  $C_{к1}$  і  $C_{к2}$  змінюються в протилежні сторони при незмінній їх сумі, яка дорівнює  $U_{C_{к1}} + U_{C_{к2}} = U_d$ .

Часові діаграми рис. 2.32 слухні і для мостової схеми (рис. 2.31,б), в якій керуючі імпульси надходять одночасно на пару ключів, відповідно  $S1, S3$  та  $S2, S4$ . Проте, напруга живлення замість  $U_d/2$  у напівмостових схемах має значення  $U_d$ .

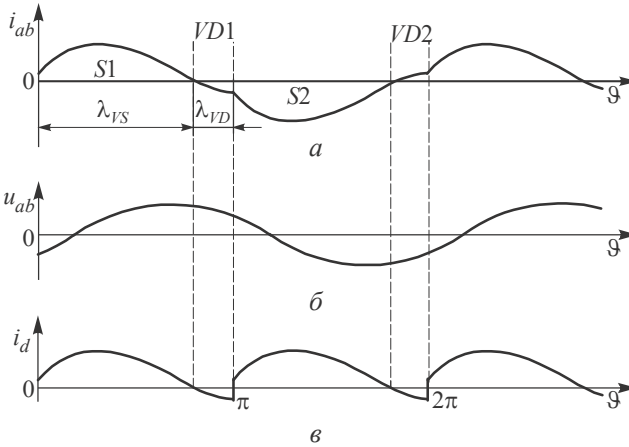


Рис. 2.32

2. АРІ з ЗД, які працюють в режимі примусового закриття ключових приладів у кінці півперіоду.

У цьому випадку ключові прибори мають нульовий струм при відкритті та не нульовий струм при закритті. Вище було показано, що дія та часові діаграми напівмостових і мостового АРІ практично однакові. Тому в подальшому будемо розглядати тільки мостову схему, яка дозволяє описати більшу частину особливостей АРІ з ЗД.

Часові діаграми струмів та напруг мостового інвертора рис. 2.31,в для режиму, що розглядається, наведені на рис. 2.33. У перший півперіод відкриті  $S1$  та  $S3$ . Струм протікає по колу  $+C_{\phi} - S1 - a - b - S3 - C_{\phi}$ . У момент  $\vartheta = \lambda_{VS}$  ключі  $S1$  і  $S3$  примусово закриваються при надходженні імпульсів керування. В інтервалі  $\lambda'_{VD} = \pi - \lambda_{VS}$  струм у колі змінного струму продовжує протікати, зами-

каючись через  $VD2$  і  $VD4$  по колу  $a-b-VD2-C_{\phi}-C_{\phi}-VD4$ . Параметри схеми вибрані таким чином, що в кінці інтервалу  $\lambda'_{VD}$  (півперіоду) струм  $i_{\sim}$  стає рівним нулю.

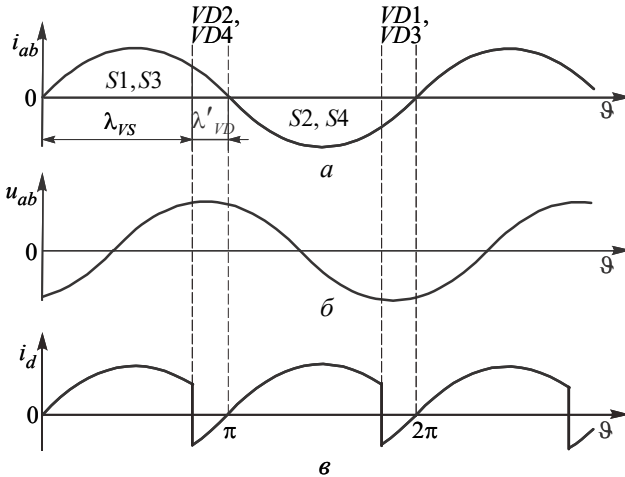


Рис. 2.33

У другий півперіод відкриті  $S2$  і  $S4$ , при цьому струм протікає у колі  $a-b$  у протилежну сторону. Після примусового закриття в момент  $\vartheta = 2\pi - \lambda'_{VD}$   $S2$  і  $S4$  струм  $i_{\sim}$  замикається через зворотні діоди  $VD1$  і  $VD3$  та джерело живлення ( $C_{\phi}$ ), досягаючи нульового значення в момент  $\vartheta = 2\pi$ . У цьому режимі роботи АРІ з ЗД маємо в навантаженні змінний струм  $i_{\sim}$  з нульовими значеннями на початку та кінці півперіоду.

При цьому зворотні діоди не тільки створюють коло для струму  $i_{\sim}$  після закриття відповідної пари ключів, але й прискорюють перехід його заднього фронту через нуль, тобто зворотні діоди забезпечують ефект «стискування» струму  $i_{\sim}$ . З цієї причини змінний струм набуває практично синусоїдальну форму імпульсів, тому що при відсутності зворотних діодів як тут, так і в АРІ з природним закриттям ключових приладів, забезпечується граничний режим роботи інвертора.

3. АРІ з ЗД, які працюють в режимі широтно-імпульсного регулювання вхідної напруги за допомогою примусового закриття ключових приладів у кінці півперіоду.

Широтно-імпульсне регулювання вхідної напруги може бути здійснено в мостовій схемі АРІ з ЗД (рис. 2.31,в). Імпульси керування сумісно працюючих ключових приладів  $S1$ ,  $S3$  і  $S2$ ,  $S4$  зсунуті на кут, який дорівнює інтервалу  $\lambda_{VD}$  (рис. 2.34).

Процеси в схемі зручно розглядати з моменту часу  $\vartheta = \lambda_{VD}$ . Ключові прилади  $S1$ ,  $S3$  відкриті і струм, що споживається від джерела  $U_d$ , протікає по колу  $C_\phi - S1 - a - b - S3 - C_\phi$ . При  $\vartheta = \pi$ , коли струм не дорівнює нулю,  $S1$  закривається і одночасно працюють відкритий  $S3$  і зворотний діод  $VD4$ . Спадаючи до нуля та змінюючи знак у середині інтервалу  $\lambda_{VD}$ , струм переходить у відкритий  $S4$  і зворотний діод  $VD3$ , які сумісно працюють до моменту  $\vartheta = \pi + \lambda_{VD}$ . З цього моменту і до  $\vartheta = 2\pi$  відкрита пара ключових приладів  $S2$ ,  $S4$ , при цьому струм, що споживається від джерела живлення, замикається по колу  $C_\phi - S2 - a - b - S4 - C_\phi$ . При  $\vartheta = 2\pi$   $S4$  закривають. Струм, зберігаючи свій напрямок, протікає через  $S2$ , зворотний діод  $VD1$  і плюсову шину інвертора. Спадаючи до нуля та змінюючи знак, струм перехо-

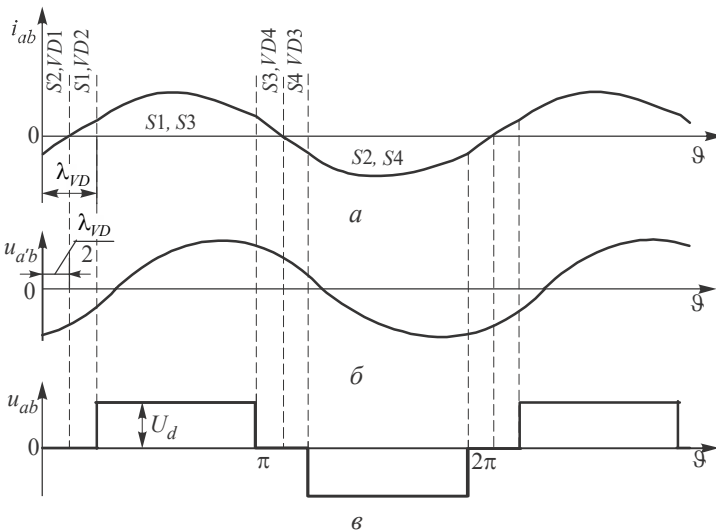


Рис. 2.34  
99

дить на  $S1$ , який відкритий до цього моменту часу, зворотний діод  $VD2$  і плюсову шину інвертора, працюючи сумісно до моменту  $\vartheta = \pi + \lambda_{VD}$ , коли струм переходить на  $S1$ ,  $S3$ , коло змінного струму  $a - b$  та джерело живлення. Далі процеси повторюються. Головне при роботі інвертора в цьому режимі зводиться до трьох особливостей: а) в інтервалі  $\pi - \lambda_{VD}$  через сумісно працюючі пари  $S1$ ,  $S3$  або  $S2$ ,  $S4$  енергія споживається від джерела; б) в інтервалі  $\lambda_{VD}$  працює відповідна пара керований ключ - зворотний діод і струм замикається через плюсову або мінусову шини інвертора; енергія на цьому інтервалі не споживається від джерела живлення; в) рекуперації енергії до джерела живлення немає, тому що немає інтервалу, коли одночасно працює пара зворотних діодів  $VD1$ ,  $VD3$  або  $VD2$ ,  $VD4$ .

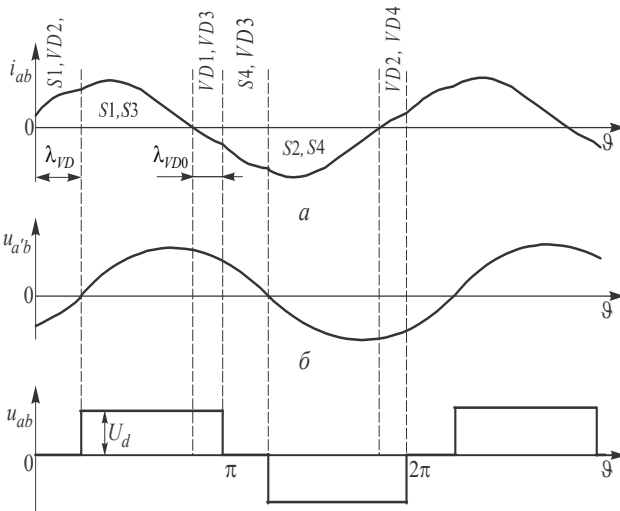
З часових діаграм рис. 2.34,*a* видно, що змінний струм змінюється з півперіодом  $T_0/2$ , який дорівнює півперіоду імпульсів керування, тобто в цьому режимі в АПІ з ЗД спостерігається граничний режим. З цих же часових діаграм видно що: а) ключі  $S1$ ,  $S4$  працюють з нульовим струмом при відкритті та не нульовим струмом при закритті, а ключі  $S2$ ,  $S3$  навпаки; б) діоди  $VD1$  і  $VD4$  мають не нульовий струм при відкритті та нульовий струм при закритті, у той час, як  $VD2$  і  $VD3$  мають нульовий струм при відкритті, а при закритті — не нульовий.

Треба ще відмітити, що інтервал  $\lambda_{VD}$  потрібний для забезпечення часу закриття ключових приладів. Згідно принципу роботи інвертора схемний час вимикання тут дорівнює  $\lambda_{VS}/2$ , тобто інтервалу від закриття ключового приладу (наприклад,  $S1$ ) до моменту, коли проти-фазний йому ключовий прилад  $S4$  починає пропускати струм. Це означає, що імпульси керування  $S1$  і  $S4$ , як і  $S2$  і  $S3$ , зсунуті не на  $180^\circ$ , а на  $180^\circ + t'_0$ , де інтервал  $t'_0$  має тривалість біля 100 нс. Наявність інтервалу  $t'_0$  запобігає можливість короткого замикання джерела живлення через ключові прилади, наприклад,  $S1$ , який закривається, і  $S4$ , який відкривається.

4. АПІ з ЗД, що працюють в режимі широтно-імпульсного регулювання вхідної напруги та природним закриттям ключових приладів у кінці півперіоду.

У режимі з природним закриттям ключових приладів (див. рис. 2.35) формування змінного струму  $i_{\sim}$  розглянемо у наступній послідовності. Відлік починаємо з  $\vartheta = \lambda_{VD}$ , коли струм проводять  $S1$  і  $S3$ , при цьому виникають власні коливання з достатньо високою частотою і струм природно спадає до нуля раніше кінця півперіоду на інтервал  $\lambda_{VD0}$ . На протязі цього інтервалу струм  $i_{\sim}$  змінює знак і замикається через зворотні діоди  $VD1$  і  $VD3$ , і струм джерела живлення змінює свій знак. Від моменту  $\vartheta = \pi$  і до  $\pi + \lambda_{VD}$  струм проводять  $S4$  і  $VD3$ , замикаючи коло змінного струму накоротко через мінусову шину інвертора.

При  $\vartheta = \pi + \lambda_{VD}$  одночасно відкриті  $S2$ ,  $S4$  і проводять сумісно струм до моменту  $\vartheta = 2\pi - \lambda_{VD0}$ , споживаючи його від джерела живлення. Далі працюють сумісно  $VD2$  і  $VD4$ , коли струм  $i_{\sim}$  змінює свій знак, повертаючись у конденсатор  $C_{\Phi}$ , а з моменту  $\vartheta = 2\pi$  і до  $\vartheta = 2\pi + \lambda_{VD}$  замикається через  $S1$ ,  $VD2$ , коло  $a - b$  та плюсову шину інвертора. Цей процес повторюється як узагальнення будь-якого півперіоду змінного струму, що складається з трьох інтервалів:  $\lambda_{VD0}$  — по-



6

Рис. 2.35  
101

вернення струму через пару зворотних діодів до джерела живлення;  $[\lambda_{VD} \div (\pi - \lambda_{VD0})]$  — споживання струму від джерела живлення;  $\lambda_{VD}$  — коло змінного струму накоротко замкнене через плюсову або мінусову шини інвертора, відповідно через  $S1$ ,  $VD2$  або  $S4$  і  $VD3$ .

Для того, щоб комутаційні втрати в керованих приладах схеми були мінімальними, режими роботи АРІ коригують таким чином, щоб ключові прилади відкривалися і закривалися при нульовому струмі, при нульовій напрузі або при нульових значеннях цих двох величин.

5. АРІ з ЗД, що працюють з дозуванням енергії.

На рис. 2.36 наведена напівмостова схема резонансного інвертора зі зворотними діодами та роздільним комутуючим конденсатором. Окрім основних зворотних діодів  $VD1$  і  $VD2$ , ввімкнених паралельно  $S1$  і  $S2$ , в схемі є діоди  $VD3$  і  $VD4$ , ввімкнені паралельно комутуючим конденсатором  $C_{к1}$  і  $C_{к2}$ . Діоди  $VD3$  і  $VD4$  виявляють суттєвий вплив на електромагнітні процеси в інверторі. На рис. 2.37 наведені часові діаграми, які пояснюють роботу схеми: з кривої змінного струму  $i_{\sim}$  у колі  $a-b$  видні послідовність роботи і струми ключів  $S1$  і  $S2$  та діодів  $VD3$  і  $VD4$ ; зміни напруг  $u_{C_{к1}}, u_{C_{к2}}$ ; напруги  $u_H = u_C$  при резонансі навантажувального коливального контуру.

Змінний струм  $i_{\sim}$  у перший півперіод формується зі струму ключа  $S1$  в інтервалі  $(0 \dots \vartheta_d)$  та струмів ключа  $S1$  і діода  $VD3$  в інтервалі  $[\vartheta_d \dots (\pi - \lambda_{VD})]$ . З моменту  $\vartheta = \pi - \lambda_{VD}$  і до кінця півперіоду змінний струм  $i_{\sim} = 0$ . На другому інтервалі  $[\vartheta_d \dots (\pi - \lambda_{VD})]$  одночасної роботи  $S1$  і  $VD3$  коло змінного струму закорочене через них і плюсову шину інвертора. Причиною відкриття діода  $VD3$  в момент  $\vartheta_d$  є повна роз-

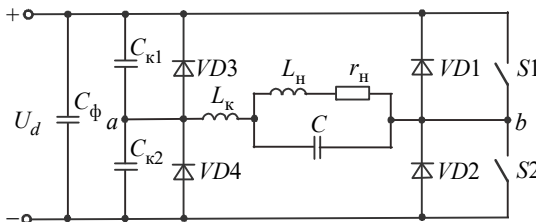


Рис. 2.36

рядка конденсатора  $\tilde{N}_{\epsilon 1}$  і спадання напруги  $u_{C_{k1}}$  до нуля. У цей же момент напруга на конденсаторі  $C_{k2}$ , який заряджався в інтервалі  $(0 \dots \vartheta_d)$ , досягає значення, рівного  $U_d$ .

У другому півперіоді імпульс змінного струму формується зі струму ключа  $S2$  та струму одночасно працюючих  $S2$ ,  $VD4$ , а в інтервалі  $((2\pi - \lambda_{VD}) \dots 2\pi)$   $i_{\sim} = 0$ . При цьому конденсатор  $C_{k2}$  розряджається до нуля, а  $C_{k1}$  заряджається до напруги  $U_d$ . В інтервалі сумісної роботи  $S2$  і  $VD4$ , який починається в момент  $\vartheta = \pi + \vartheta_d$  і продовжується до моменту  $\vartheta = 2\pi - \lambda_{VD}$ , коло змінного струму  $a-b$  закорочене через  $VD4$ ,  $S2$  і мінусову шину. Як видно, конденсатори  $C_{k1}$  і  $C_{k2}$  заряджаються до напруги джерела  $U_d$  і розряджаються до нуля. В інтервалі  $(\vartheta_d \dots \pi)$ , відповідно  $[(\pi + \vartheta_d) \dots 2\pi]$ , напруга на них не змінюється і дорівнює нулю або  $U_d$ . При цьому енергія  $W_{C_k}$ , накопичена в комуючих конденсаторах, і потужність  $P$ , яка віддається через них від джерела живлення у навантаження, можуть бути визначені зі співвідношень

$$W_{C_k} = U_d^2 C = \text{const};$$

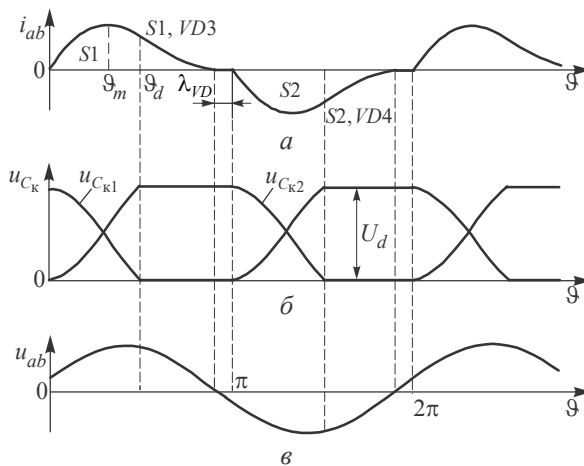


Рис. 2.37  
103

$$P = U_d^2 fC = (U_d/2)I_d = \frac{U_{\text{нм}}^2 \cos^2 \varphi_{\text{н}}}{2r_{\text{н}}} = \text{const}$$

З виразів для  $W_{C_k}$  і  $P$  стає зрозумілим, що енергія накопичується і передається незмінними порціями (дозами), а потужність у навантаженні є постійною і не залежить від її параметрів. Тому інвертор і називається резонансним інвертором з дозуванням енергії.

Дозувальні властивості та підтримка сталості потужності означають, що вихідна напруга інвертора самоузгоджується з параметрами навантаження. Тому найбільш доцільно його використання в електротехнології — індукційному нагріванні та електродуговому зварюванні, де особливо характерні випадки навантажень зі змінними параметрами.

З принципу роботи та часових діаграм рис. 2.37 видно, що ключові прилади відкриваються і закриваються при нульовому струмі, як і в АРІ без зворотних діодів у режимі переривчастого струму. Поряд з самоузгодженням це є великою перевагою інвертора, що розглядається. При роботі в режимі з нульовим струмом при відкритті та закритті ключових приладів зворотні діоди  $VD1$  і  $VD2$  не працюють. Проте, їх наявність у схемі необхідна, тому що з різних причин інвертор може переходити в режим закриття з не нульовим струмом. У цьому випадку змінний струм замикається через діод  $VD2$  і фільтровий конденсатор  $C_{\text{ф}}$  у перший півперіод, і через  $VD1$  і  $C_{\text{ф}}$  — у другий, запобігаючи перенапругу на ключових приладах.

Розглянутий інвертор має недоліки, які характерні для всіх напівмостових інверторів, головними з яких є великий струм ключових приладів і низька вихідна напруга. На рис. 2.38 наведена мостова схема АРІ з ЗД і дозуванням енергії. Це послідовно-паралельний АРІ, який окрім основних зворотних діодів та ключових приладів вміщує дозуючі діоди  $VD5$ ,  $VD6$  та допоміжні діоди  $VD7$  і  $VD8$ . Послідовний конденсатор  $C1$  завжди заряджений до напруги джерела живлення  $U_d$  з полярністю без дужок (див. рис. 2.38) у перший півперіод, коли відкриті  $S1$  і  $S3$ , та в дужках — у другий, коли відкриті  $S2$  і  $S4$ . У момент рівності напруг  $u_{C1}$  і  $U_d$  відкривається діод  $VD6$  або  $VD5$  і відбувається коротке замикання кола змінного струму (без конденсатора  $C1$ )



відповідно через  $S3$  і мінусову шину в перший півперіод, і через  $S2$  і плюсову шину — у другий. Допоміжні діоди  $VD7$  і  $VD8$  запобігають короткому замиканню конденсатора  $C1$  через  $S1$  і  $VD5$ , або  $S4$  і  $VD6$ . Дозувальні властивості та режими роботи ключових приладів у мостовому та напівмостовому інверторах повністю ідентичні.

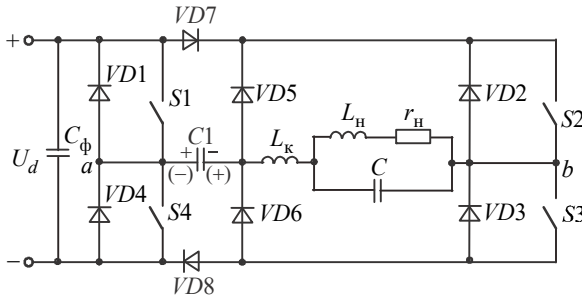


Рис. 2.38

Змінний струм АРІ з ЗД відрізняють дві особливості: 1) обов'язковий коливальний характер в інтервалі провідності ключового приладу. В інтервалі провідності струму зворотним діодом або сумісно зворотним діодом і ключовим приладом коливальний характер не є обов'язковим; 2) якщо перенести початок координат у точку переходу змінного струму через нуль, часова діаграма його набуває вигляд, як у АРІ з ЗД без зворотних діодів у граничному режимі.

Ці дві особливості об'єднують АРІ без і зі зворотними діодами та створюють достатні можливості для єдиного підходу при їх аналізі та проектуванні.

## 2.4. АВТНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

При розгляді інверторів напруги будемо вважати, що ключі (транзистори, тиристори) є ідеальними; час перемикання ключів дорівнює нулю; внутрішній опір джерела живлення, що володіє двосторонньою провідністю, дорівнює нулю; активний та індуктивний опори підвідних проводів дорівнюють нулю.

### 2.4.1. Інвертори напруги на повністю керованих вентилях

Розглянемо схему однофазного мостового інвертора (рис. 2.39,а) з активно-індуктивним навантаженням при куті провідності транзисторів  $\lambda_{VT} = \pi$ , тобто при рівності вихідної та комутуючої частот (однократній комутації). Припустимо, що у першому півперіоді ( $0 \leq \vartheta \leq \vartheta_2$ ) відкриті транзистори  $VT1$  і  $VT2$ , транзистори  $VT3$  і  $VT4$  закриті. При цьому навантаження підімкнене до джерела живлення і в ньому протікає струм (шлях струму показано суцільною лінією). Напруга на навантаженні дорівнює  $U_d$ . У момент часу  $\vartheta = \vartheta_2$  транзистори  $VT1 \dots VT4$  перемикаються. Через активно-індуктивний характер навантаження у перший момент після перемикавання ( $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$ ) за рахунок ЕРС самоіндукції струм у навантаженні зберігає свій попередній напрямок, а струм у колі джерела живлення змінює знак. Накопичена в індуктивності навантаження енергія повертається до джерела живлення. На інтервалі  $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$  струм навантаження протікає через зворотні діоди  $VD3$  і  $VD4$  в прямому напрямку, а через біполярні транзистори  $VT3$  і  $VT4$  у зворотному напрямку — від емітера до колектора. При цьому зворотні діоди забезпечують роботу транзисторів у області насичення при зворотних струмах, що перевищують  $I_K > (h_{21E} I_B) / (2 \dots 5)$ , тому що коефіцієнт підсилення транзисторів у зворотному (інверсному) напрямку менший, ніж у прямому приблизно у  $2 \dots 5$  разів. У зв'язку з

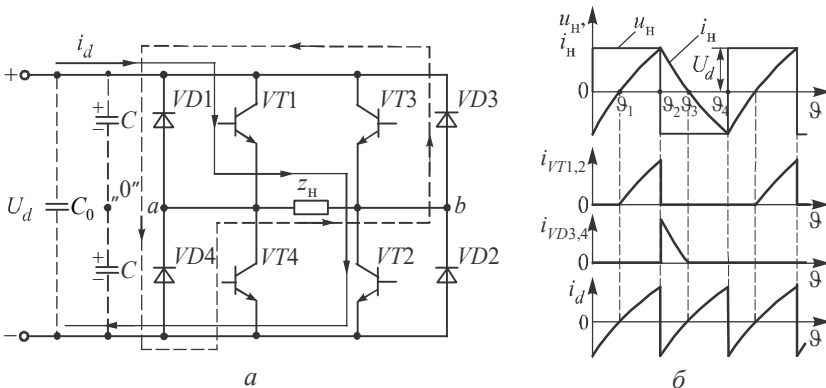


Рис. 2.39  
106

тим, що транзистори вибирають за максимальним колекторним струмом, а діоди — за середнім, для спрощення розрахунків вважають, що в інтервалі  $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$  струм навантаження протікає тільки через зворотні діоди  $VD3$  і  $VD4$  (рис. 2.39,б). Це призводить до деякого збільшення потужності зворотних діодів у транзисторних інверторах.

Основні розрахункові співвідношення для даної схеми можна одержати методом основної гармоніки (припускаємо струм навантаження синусоїдальним).

На рис. 2.40 наведені часові діаграми при різних навантаженнях. Коли навантаження чисто активне (коефіцієнт потужності дорівнює 1), основні (перші) гармоніки напруги та струму знаходяться у фазі (рис. 2.40,а). Основна гармоніка напруги прямокутної форми є синусоїдальною з амплітудою  $U_{mH(1)} = 4U_d/\pi$ . Транзистори проводять струм на протязі  $180^\circ$ . Максимальний колекторний струм транзистора  $I_{Km} = I_{mH(1)} = \sqrt{2}I_H = U_{mH}/r_H = 4U_d/(\pi r_H)$ , де  $I_H$  — діюче значення струму навантаження. Середнє значення струму: зворотних діодів  $I_{aVD} = 0$ ; транзисторів  $I_{aVT} = (\sqrt{2}/\pi)I_H$ , джерела живлення  $I_d = 2I_{aVT} = (2\sqrt{2}/\pi)I_H$ .

При активно-індуктивному навантаженні (послідовне з'єднання  $L_H$  і  $r_H$ ) (рис. 2.40,б) середнє значення струму:

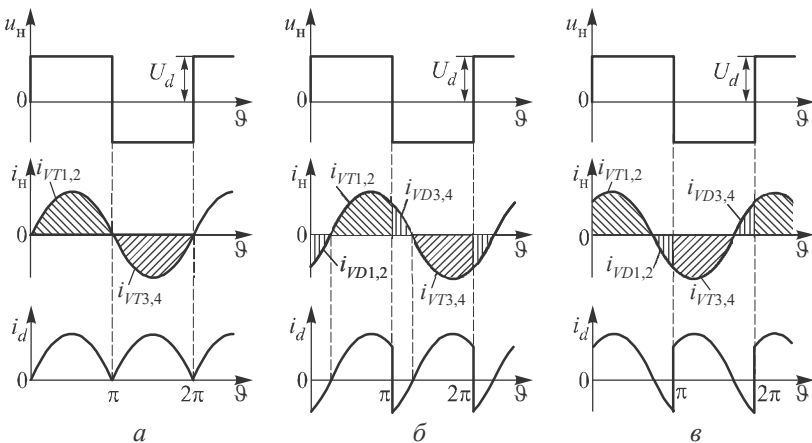


Рис. 2.40  
107

$$I_{aVT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_H}^{\pi} I_{mH(1)} \sin(\vartheta - \varphi_H) d\vartheta = I_H \left( \frac{1 + \cos \varphi_H}{\sqrt{2\pi}} \right);$$

$$I_{aVD} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi_H} I_{mH(1)} \sin(\vartheta - \varphi_H) d\vartheta = I_H \left( \frac{1 - \cos \varphi_H}{\sqrt{2\pi}} \right);$$

$$I_d = 2(I_{aVT} - I_{aVD}) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_H \cos \varphi_H,$$

$$\text{де } I_H = U_{mH(1)} / (\sqrt{2} z_H) = U_{mH(1)} / \left( \sqrt{2} \sqrt{r_H^2 + (\omega L_H)^2} \right).$$

При активно-ємнісному навантаженні (послідовне з'єднання  $C_H$  і  $r_H$ ) (рис. 2.40,в) основні розрахункові співвідношення визначаються такими ж виразами, як і для активно-індуктивного навантаження. При цьому треба враховувати, що повний опір навантаження  $z_H = \sqrt{r_H^2 + (1/\omega C)^2}$ .

Для одержання синусоїдальної напруги на навантаженні застосовують резонансні фільтри, що являють собою послідовне або паралельне з'єднання  $L$  і  $C$ . Якщо навантаженням інвертора є послідовне з'єднання активного опору  $r_H$ , котушки індуктивності  $L$  та конденсатора  $C$ , то кут зсуву фаз між струмом і напругою (відстаючий) визначається виразом

$$\operatorname{tg} \varphi_H = \frac{1}{r_H} \left( \frac{1}{\omega C} - \omega L \right) = \frac{Q}{\omega_0 L} \left( \frac{1}{\omega C} - \omega L \right) = Q \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right), \quad (2.74)$$

де  $\omega$  — колова вихідна частота інвертора менша, ніж власна резонансна частота  $LC$ -фільтра ( $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ );  $Q = \omega_0 L / r_H$  — добротність контуру.

Нехтуючи вищими гармоніками вихідної напруги, активна потужність навантаження

$$P_H = U_{H(1)} I_H \cos \varphi_H = \frac{U_{H(1)}^2}{Z_H} \cos \varphi_H = \frac{U_{H(1)}^2}{r_H} \cos^2 \varphi_H =$$

$$= \frac{8U_d^2}{\pi r_H} \left( \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H} \right).$$

З виразу (2.74) знаходимо потрібне співвідношення частот, яке залежить від  $\operatorname{tg} \varphi_{\text{H}}$ ,

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{-(\operatorname{tg} \varphi_{\text{H}})/Q + \sqrt{(\operatorname{tg}^2 \varphi_{\text{H}})/Q^2 + 4}}{2} \approx 1 - \frac{\operatorname{tg} \varphi_{\text{H}}}{2Q}.$$

Якщо навантаження інвертора являє собою паралельне з'єднання активного опору  $r_{\text{H}}$ , індуктивності  $L_{\text{H}}$  та конденсатора  $C$ , то кут зсуву фаз між струмом і напругою (випереджуючий)

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{H}} = r_{\text{H}} \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = Q \omega_0 L \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = Q \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right), \quad (2.75)$$

де  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ;  $Q = r_{\text{H}}/(\omega_0 L)$  — добротність контуру.

Залежність зміни струмів у часі при активно-індуктивному навантаженні (послідовне з'єднання  $L_{\text{H}}$  і  $r_{\text{H}}$ ) можна визначити, розв'язуючи диференційне рівняння

$$L_{\text{H}} (di_{\text{H}}/dt) + i_{\text{H}} r_{\text{H}} = \pm U_d.$$

Розв'язання цього рівняння з урахуванням початкових умов (при  $\vartheta = 0$   $i_{\text{H}} = -I_{\text{Hmax}}$  і при  $\vartheta = \pi$   $i_{\text{H}} = I_{\text{Hmax}}$ ) дає

$$i_{\text{H}}(\vartheta) = I_0 \left( 1 - \frac{2e^{-k\vartheta}}{1+a^3} \right), \quad (2.76)$$

де  $I_0 = U_d/r_{\text{H}}$  — базисний струм;  $k = r_{\text{H}}/(\omega L_{\text{H}})$  — параметр навантаження;  $\vartheta = \omega t$ ;  $a = e^{-k\pi/3}$ .

Основні характеристики кіл навантаження та джерела живлення, а також напівпровідникових приладів, що входять в інвертор, доцільно визначити при різних параметрах кола навантаження  $k$ .

Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_{\text{H}} = U_d. \quad (2.77)$$

Діюче значення струму навантаження

$$I_{\text{H}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\text{H}}^2(\vartheta) d\vartheta} = I_0 \sqrt{1 + \frac{2}{k\pi} \cdot \frac{a^2 - 1}{a^3 + 1}}. \quad (2.78)$$

Максимальне значення струму навантаження можна визначити з виразу(2.76), вважаючи  $\vartheta = \pi$ ,

$$I_{\text{нmax}} = I_0 \frac{1-a^3}{1+a^3}. \quad (2.79)$$

Для визначення середніх і діючих значень струмів вентилів треба знайти момент проходження струму навантаження через нуль (точка  $\vartheta_1 = \sigma$  рис. 2.39,б). З виразу (2.76)  $i_i (\vartheta = \sigma) = 0$  знаходимо

$$\sigma = \frac{1}{k} \ln \frac{2}{1+a^3}. \quad (2.80)$$

Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{aVD} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\sigma} i_i(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{2\pi} \left[ \frac{1-a^3}{k(1+a^3)} - \sigma \right]. \quad (2.81)$$

Середнє значення струму керованих вентилів

$$I_{aVT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\sigma}^{\pi} i_i(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{2\pi} \left[ \pi - \sigma - \frac{1-a^3}{k(1+a^3)} \right]. \quad (2.82)$$

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{\text{н}}(\vartheta) d\vartheta = 2(I_{aVT} - I_{aVD}) = I_0 \left[ 1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)} \right]. \quad (2.83)$$

Активна потужність навантаження визначається потужністю, що споживається від джерела живлення

$$P_{\text{н}} = U_d I_d = U_d I_0 \left[ 1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)} \right]. \quad (2.84)$$

Повна потужність навантаження

$$S_{\text{н}} = U_{\text{н}} I_{\text{н}} = U_d I_0 \sqrt{1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)}}. \quad (2.85)$$

Коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{P_H}{S_H} = \sqrt{1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)}}. \quad (2.86)$$

У зв'язку з тим, що в якості джерела постійної напруги інвертора звичайно використовують випрямляч, який володіє односторонньою провідністю, до вхідних затискачів інвертора підмикають конденсатор  $C_0$  (на рис. 2.39,а показаний пунктиром). Через конденсатор замикається струм, обумовлений накопиченою в навантаженні електромагнітною енергією, що дозволяє запобігти можливих перенапруг на транзисторах при перемиканнях.

Якщо урахувати, що допустиме підвищення напруги на конденсаторі ( $\Delta U_C$ ), ввімкненому на вході інвертора, невелике (звичайно приймають  $\Delta U_C \leq 0,1U_d$ ) та знехтувати зміною струму навантаження при підвищенні напруги на конденсаторі, то миттєвий струм конденсатора дорівнює миттєвому струму навантаження

$$i_C(t) = C_0 \frac{du_C}{dt} = i_H(t), \quad (2.87)$$

де  $u_C(t)$  — напруга на конденсаторі.

Необхідну ємність конденсатора визначаємо з виразу (2.87) з урахуванням часу заряду конденсатора (інтервал  $0 \leq \vartheta \leq \vartheta_1 - \sigma$ )

$$C_0 = \frac{U_d I_H}{r_H \Delta U_C} \left( \frac{1 - e^{-\frac{T}{2T_H}}}{1 + e^{-\frac{T}{2T_H}}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2T_H}}} \right), \quad (2.88)$$

де  $T_H = L_H / r_H$  — стала часу кола навантаження.

З виразу (2.88) видно, що ємність конденсатора при заданих значеннях  $U_d$ ,  $r_H$ ,  $T_H$  і  $\Delta U_C$  залежить від межі зміни частоти змінного струму. Зі зменшенням частоти ємність конденсатора зростає і при  $f \rightarrow 0$  ( $T_H \rightarrow \infty$ ) стає рівною максимальному значенню

$$C_{0\max} = \frac{U_d I_H}{r_H \Delta U_C} (1 - \ln 2).$$

Часто при аналізі процесів у навантаженні зручно користуватися виразами для струмів і напруг у вигляді гармонічного ряду

$$u_{\text{H}}(\vartheta) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin q\vartheta}{q} \left[ 1 - (-1)^q \right], \quad (2.89)$$

Миттєві значення струму навантаження (у загальному вигляді)

$$i_{\text{H}}(\vartheta) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin(q\vartheta - \varphi_{(q)})}{q \sqrt{r_{\text{H}}^2 + (q\omega L_{\text{H}})^2}} \left[ 1 - (-1)^q \right],$$

де  $\varphi_{(q)} = \arctg(q\omega L_{\text{H}}/r_{\text{H}})$ .

Повний опір кола навантаженні за першою (основною) гармонікою

$$z_{\text{H}} = \sqrt{r_{\text{H}}^2 + x_{\text{H}}^2} = (r_{\text{H}}/k) \sqrt{k^2 + 1} \quad \text{або} \quad z_{\text{H}} = r_{\text{H}}/\cos \varphi_{(1)},$$

тому

$$\cos \varphi_{(1)} = k / \sqrt{k^2 + 1}, \quad (2.90)$$

де  $\varphi_{(1)}$  — кут зсуву фаз між першими гармоніками струму та напруги на навантаженні.

З виразів (2.90) і (2.86) знаходимо зв'язок між  $\lambda$  і  $\cos \varphi_{(1)}$

$$\lambda = \cos \varphi_{(1)} \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{2}{k\pi} \cdot \frac{a^3 - 1}{1 + a^3}\right) (k^2 + 1)}}{k} = v \cos \varphi_{(1)}, \quad (2.91)$$

де  $v = \sqrt{\left(1 + \frac{2}{k\pi} \cdot \frac{a^3 - 1}{1 + a^3}\right) (k^2 + 1)} / k$  — коефіцієнт спотворення.

З виразу (2.91) видно, що  $\lambda < \cos \varphi_{(1)}$ , тобто коефіцієнт потужності погіршується у порівнянні з коефіцієнтом потужності у випадку синусоїдальної напруги за рахунок вищих гармонік у вихідній напрузі.

У випадку вихідної напруги прямокутної форми (рис. 2.39,б) кут  $\sigma$  не характеризує кут зсуву фаз між першими гармоніками струму та напруги. Тільки граничні значення  $\sigma$  ( $\sigma = 0$  — при чисто активному навантаженні та  $\sigma = \pi/2$  — при чисто індуктивному навантаженні) відповідають куту зсуву фаз між першими гармоніками струму та напруги.

Діюче значення 1-ї гармоніки струму навантаження

$$I_{(1)\text{H}} = k_1 k U_d / \left( r_{\text{H}} \sqrt{k^2 + 1} \right) = (k_1 U_d / r_{\text{H}}) \cos \varphi_{(1)},$$



де  $k_1 = U_{(1)H} / U_d = 2\sqrt{2}/\pi$  — коефіцієнт першої гармоніки, який пов'язує напругу джерела живлення  $U_d$  з діючим значенням 1-ї гармоніки.

Використовуючи одержане співвідношення та вирази (2.78), (2.79), (2.83) і (2.86), визначимо зв'язок основних величин, які пов'язують режими навантаження та інвертора з характеристиками навантаження при синусоїдальній живильній напрузі.

Максимальне значення струму навантаження

$$I_{\max} = I_{(1)H} \frac{1 - a^3}{k_1 \cos \varphi_{(1)} (1 + a^3)} = 1,11 I_{(1)H} \frac{1 - a^3}{\cos \varphi_{(1)} (1 + a^3)}.$$

Діюче значення несинусоїдального струму навантаження

$$I_H = I_{(1)H} \frac{\lambda}{k_1 \cos \varphi_{(1)}} = 1,11 I_{(1)H} \frac{\lambda}{\cos \varphi_{(1)}}.$$

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = I_{(1)H} \frac{\lambda^2}{k_1 \cos \varphi_{(1)}} = 1,11 I_{(1)H} \frac{\lambda^2}{\cos \varphi_{(1)}}.$$

Наведені вирази свідчать про те, що  $I_{\max}$ ,  $I_H$ ,  $I_d$  залежать від співвідношення між коефіцієнтами потужності при синусоїдальній ( $\cos \varphi_{(1)}$  — коефіцієнт зсуву) і несинусоїдальній ( $\lambda$ ) напругах, а вони, у свою чергу, залежать від величини  $k$ .

При оцінюванні несинусоїдальності кривих вихідної напруги інверторів напруги звичайно використовують наступні коефіцієнти:

коефіцієнт гармонік (нелінійних спотворень)  $K_\Gamma = \sqrt{\sum_{q=3}^{\infty} [U_{H(q)}]^2} / U_{H(1)}$

— відношення діючого значення вищих гармонік до діючого значення основної гармоніки; коефіцієнт відносного вмісту гармонік  $K_{(q)} = U_{H(q)} / U_{H(1)}$ .

Як видно з (2.89), спектр вихідної напруги однофазного мостового інвертора з однократною комутацією транзисторів за півперіод (один

імпульс напруги на півперіоді) складається з непарного ряду гармонік з відносним вмістом  $K_{(q)} = 1/q$ .

Коефіцієнт гармонік для кривої вихідної напруги однофазного мостового інвертора

$$K_r = \sqrt{\left( U_n^2 / U_{n(1)}^2 \right) - 1} \approx 0,48.$$

Регулювання вихідної напруги інвертора напруги можна здійснювати: регулюванням напруги, яка подається на інвертор (керований випрямляч, імпульсний перетворювач постійної напруги); підсумовуванням напруг декількох інвертор-них блоків; імпульсним регулюванням за допомогою вентилів (тиристорів або транзисторів) інвертора.

З імпульсних методів регулювання вихідної напруги за допомогою вентилів інвертора широке застосування одержало широтно-імпульсне регулювання (ШІР). При ШІР крива вихідної напруги інвертора формується у вигляді імпульсів однакової тривалості, а регулювання напруги здійснюється зміною їх тривалості. Забезпечити незалежність форми вихідної напруги в однофазному мостовому інверторі (див. рис. 2.39,а) при ШІР і активно-індуктивному навантаженні можна, якщо на інтервалах регулювання створити електропровідність транзисторів, що відносяться до однієї групи — у яких спільно з'єднані колектори або емітери. Це досягається шляхом зсуву моментів перемикання транзисторів однієї стійки ( $VT1, VT4$ ) відносно іншої ( $VT2, VT3$ ) та миттєвим перемиканням транзисторів у кожній стійці (рис. 2.41). Як видно з часових діаграм рис. 2.41 форма вихідної напруги визначається тільки кутом  $\theta$  і не залежить від параметрів навантаження. Це відбувається тому, що навантаження, наприклад, при закритті транзистора  $VT2$ , виявляється закороченим в інтервалі  $\theta$  відкритим транзистором  $VT1$  і зворотним діодом  $VD3$  (в інший півперіод при закритті транзистора  $VT3$  — транзистором  $VT4$  і зворотним діодом  $VD2$ ). Транзистори та зворотні діоди в процесі роботи схеми завантажені неоднаково. Струм, який віддається через зворотні діоди у джерело живлення з кола навантаження, менший, чим без регулювання, що дозволяє зменшити ємність конденсатора на вході інвертора.

Миттєве значення струму навантаження на інтервалах  $0 \leq \vartheta \leq \lambda_{VT}$  і  $\lambda_{VT} \leq \vartheta \leq \theta$  визначається відповідно виразами

$$i_{\lambda}(\vartheta) = I_0(1 - Be^{-k\vartheta}),$$

$$i_{\theta}(\vartheta) = I_0 \frac{e^{k\pi} - e^{k\theta}}{1 + e^{k\pi}} e^{-k\vartheta},$$

де  $B = (e^{k\pi} + e^{k\lambda_{VT}}) / (1 + e^{k\pi})$ .

Діюче значення напруги та струму навантаження

$$U_H / U_d = \sqrt{\lambda_{VT} / \pi},$$

$$\frac{I_H}{I_0} = \sqrt{\frac{\lambda_{VT}}{\pi} + \frac{1}{k\pi(1 + e^{k\pi})} \left( -e^{k\lambda_{VT}} + \frac{e^{k\pi}}{e^{k\lambda}} - \frac{e^{2k\pi} - 1}{e^{k\pi} + 1} \right)}.$$

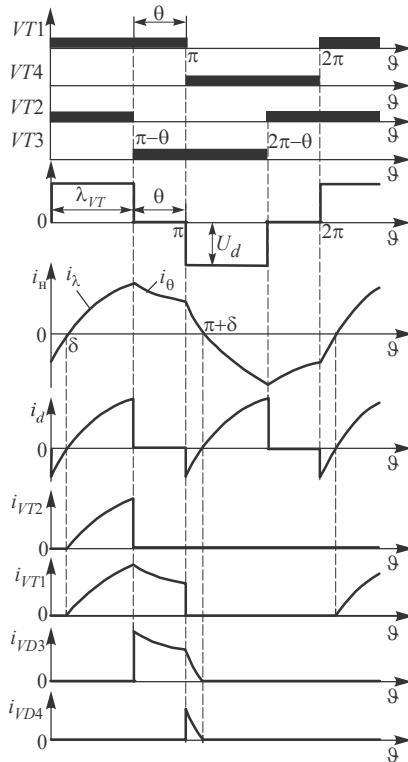


Рис. 2.41  
115

Середнє значення струму джерела живлення

$$\frac{I_d}{I_0} = \frac{\lambda_{VT}}{\pi} + \frac{e^{k\pi} e^{-k\lambda_{VT}} - e^{k\lambda_{VT}} - e^{k\pi} + 1}{k\pi(1 + e^{k\pi})}.$$

Кут  $\sigma$  (рис. 2.41) дорівнює

$$\sigma = (1/k) \ln B.$$

Максимальне значення струму навантаження, транзисторів і зворотних діодів

$$\frac{I_{\text{нmax}}}{I_0} = \frac{e^{k\pi} - e^{k\theta}}{1 + e^{k\pi}}.$$

Амплітуда  $q$ -ї гармоніки вихідної напруги

$$U_{m(q)} = \frac{4U_d}{\pi q} \cos \frac{q\theta}{2} = \frac{4U_d}{\pi q} \sin \frac{q\lambda_{VT}}{2}, \quad (2.92)$$

де  $q = 1, 3, 5, 7, \dots$

З виразу (2.92) видно, що гармонічний склад вихідної напруги не залежить від параметрів навантаження, а визначається тільки тривалістю імпульсу напруги  $\lambda_{VD} = \pi - \theta$ . При зменшенні  $\lambda_{VT}$  гармонічний склад помітно погіршується, тому що зменшується величина 1-ї гармоніки.

Регулювати напругу на навантаженні можна за допомогою декількох інверторів, вихідні обмотки яких з'єднані послідовно, а фаза імпульсів керування (вихідної напруги інвертора) одного інвертора змінюється відносно іншого. На рис. 2.42,а наведена схема перетворювача, що складається з двох однофазних мостових інверторів. З часових діаграм (рис. 2.42,б) видно, що форма напруги на навантаженні та струмів, що протікають через транзистори та зворотні діоди, аналогічна формі напруги та струмам, наведеним на рис. 2.41,б. Тому амплітуда  $q$ -ї гармоніки визначається виразом (2.92).

Треба відмітити, що якщо трансформатори однакові, то значення амплітуд, що визначаються за формулою (2.92), треба помножити на  $2K_T$ , де  $K_T$  — коефіцієнт трансформації. Якщо між джерелом живлення та навантаженням допускається гальванічний зв'язок, то замість двох роздільних трансформаторів можна застосувати один. Даний спосіб регулювання вихідної напруги застосовують для перетворювачів з

фіксованою частотою. При регулюванні вихідної частоти у широких межах цей спосіб недоцільний, тому що вихідні трансформатори розраховують на саму низьку вихідну частоту, а типова потужність їх велика.

З виразу (2.92) видно, що при  $\theta = \pi / 3$  у кривій вихідної напруги відсутня 3-я гармоніка, а коефіцієнт відносного вмісту 5-ї та 7-ї гармонік такий самий, як і при  $\theta = 0$ . Тому, якщо кожний з інверторів формує на вихідній обмотці імпульс напруги тривалістю  $\lambda_{VT} = 2\pi / 3$  і

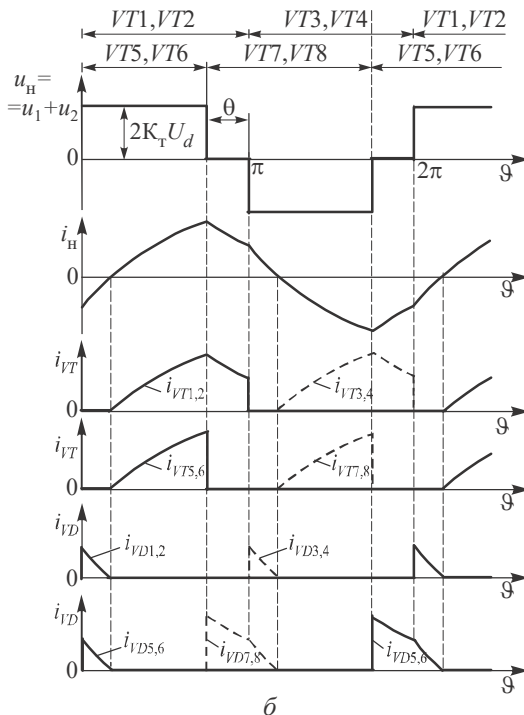
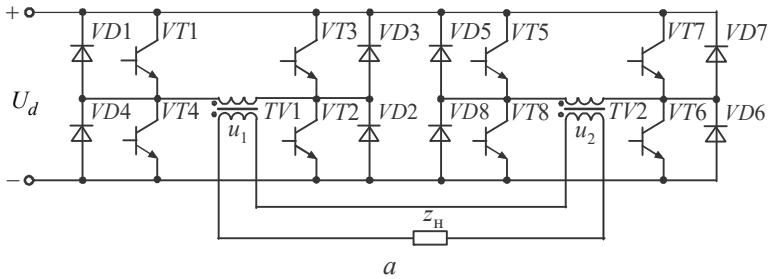


Рис. 2.42  
117

ці імпульси зсунуті один відносно іншого на кут  $\theta$ , то у кривій напруги на навантаженні відсутня 3-я гармоніка в усьому діапазоні зміни кута  $\theta$ .

Найпростішим способом поліпшення гармонічного складу вихідної напруги є застосування електричних фільтрів (рис. 2.43). Паралельний елемент фільтра звичайно збільшує загальний струм навантаження інвертора. Послідовний елемент збільшує втрати вихідної напруги від струму навантаження, що протікає через нього. Основним недоліком простих  $LC$  - фільтрів (рис. 2.43,*a*) є спад напруги на дроселі та підвищене навантаження інвертора за рахунок струму конденсатора. Резонансні контури у послідовному та паралельному елементах дозволяють частково компенсувати вказані недоліки. Наприклад, послідовний контур  $L1C1$  (рис. 2.43,*б*), настроєний у резонанс на основну гармоніку, зводить до мінімуму спад напруги від струму основної гармоніки. Паралельний резонансний контур (рис. 2.43,*в*), що представляє великий опір для струму основної гармоніки та малий для високих, править для зменшення додаткового навантаження на основній гармоніці. Дослідження фільтрів показує, що найкращими фільтрувальними властивостями володіє фільтр (рис. 2.43,*г*), який передає в навантаження 1-у гармоніку практично без послаблення і максимально послаблює вищі гармоніки. Обидві ланки фільтра настроюються на 1-у гармоніку вихідної напруги.

Загальним недоліком розглянутих фільтрів є велика установлена потужність фільтра, отже, і габарити та маса, які зростають при зменшенні коефіцієнта гармонік  $K_r$ .

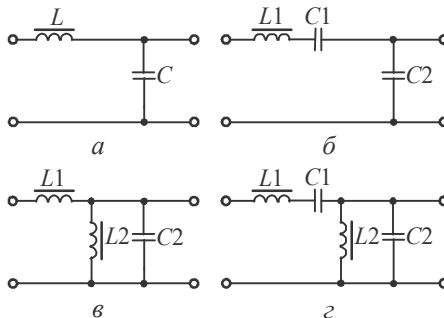


Рис. 2.43  
118

Наявність фільтра позначається на формі вихідної напруги, яка залежить від величини та характеру навантаження. В інверторах з регульованою частотою вихідної напруги необхідно перестроювати фільтри зі зміною частоти.

Крім того, у колі інвертор - навантаження можуть виникати складні ферорезонансні або автоколивальні процеси. При живленні від інвертора синхронного або асинхронного двигуна може виникнути явище конденсаторного самозбудження, яке проявляється у вигляді стійких автоколивань.

Аналіз процесів у фільтрі рис. 2.43,<sub>г</sub> проведемо, нехтуючи активними втратами в елементах фільтра та вважаючи характеристики елементів лінійними для режиму холостого ходу фільтра, тому що при підмиканні навантаження вищі гармоніки заглушуються найбільш ефективно.

Коефіцієнт передавання фільтра для будь-якої гармоніки може бути представлений у вигляді

$$K_{u(q)} = \left| \frac{\dot{U}_{\text{ВИХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} \right| = \left| \frac{1}{z_1 y_2 + 1} \right| = \frac{1}{1 - \varepsilon \Delta^2}, \quad (2.93)$$

де  $z_1 = j\omega L_1 + 1/(j\omega C_1) = j\rho_1 \Delta$  — опір послідовного контуру;

$y_2 = 1/(\omega L_2) + j\omega C_2 = j\Delta/\rho_2$  — провідність паралельного контуру;

$\rho_1 = \omega L_1 = 1/(\omega C_1) = \sqrt{L_1/C_1} = Q_1 r_h / P_h$  — хвильовий опір послідовного контуру;  $\rho_2 = \omega L_2 = 1/(\omega C_2) = \sqrt{L_2/C_2} = P_h r_h / Q_2$  — хвильовий опір паралельного контуру;

$Q_1 = Q_{L_1} = Q_{C_1} = I_h^2 \rho_1$  — установлені потужності елементів послідовного контуру;

$Q_2 = Q_{L_2} = Q_{C_2} = U_h^2 / \rho_2$  — установлені потужності паралельного контуру;

$P_h = I_h^2 r_h = U_h^2 / r_h$  — потужність навантаження (навантаження чисто активне);

$$\Delta = \left( \omega_{(q)} / \omega_{(1)} \right) - \left( \omega_{(1)} / \omega_{(q)} \right) = \left( q\omega_{(1)} \right) / \omega_{(1)} - \omega_{(1)} / \left( q\omega_{(1)} \right) =$$

$$= \left( q^2 - 1 \right) / q \text{ — відносний розлад контуру; } \varepsilon = \rho_1 / \rho_2 = Q_1 Q_2 / P_h^2.$$

З виразу (2.93) видно, що для будь-яких значень  $\varepsilon$  коефіцієнт передавання за 1-ю гармонікою дорівнює одиниці, і для  $\varepsilon < 1$  можливо зростання коефіцієнта передавання для деяких гармонік. У фільтрі при де-

яких значеннях  $\varepsilon$  можливий послідовний резонанс для вищих гармонік, які є у вихідній напрузі інвертора. Це призводить до перенавантаження вентилів інвертора струмами вищих гармонік. Величину  $\varepsilon$ , при якій виникає послідовний резонанс на визначеній гармоніці, можна визначити з виразу (2.93), якщо прирівняти знаменник до нуля,

$$\varepsilon_{\text{рез}} > q^2 / (q^2 - 1)^2.$$

При розрахунку фільтра треба, щоб прийняте значення  $\varepsilon$  було би більшим за  $\varepsilon_{\text{рез}}$ , при якому настає послідовний резонанс на самій низькій з вищих гармонік вихідної напруги інвертора, тобто

$$\varepsilon > q_{\text{н}}^2 / (q_{\text{н}}^2 - 1)^2.$$

Для практичних цілей являє інтерес зв'язок між величиною  $\varepsilon$  і потрібним коефіцієнтом гармонік для однофазного інвертора

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{q=2}^{\infty} [K_{(q)} U_{(q)}]^2}}{K_{(1)} U_{(1)}} = \sqrt{\sum_{q=2}^{\infty} \left( \frac{\sin^2 \frac{q\pi}{2}}{q} \right)^2} \cdot \left[ \frac{1}{1 - \varepsilon \Delta^2} \right].$$

Визначимо, при якому розподілі установлених потужностей всередині незмінної сумарної потужності фільтра  $Q_{\text{сум}} = Q_1 + Q_2$  має місце максимум  $\varepsilon$ .

Вираз для  $\varepsilon$  може бути представлений у вигляді

$$\varepsilon = \frac{Q_1 (Q_{\text{сум}} - Q_1)}{P_{\text{н}}^2}.$$

Максимальне значення  $\varepsilon$  знаходимо з умови  $\frac{d|\varepsilon(Q)|}{dQ} = 0$ , тобто

$$Q_{\text{сум}} - 2Q_1 = 0 \text{ і } Q_1 = Q_{\text{сум}}/2.$$

Таким чином, максимальне послаблення будь-якої з вищих гармонік, або мінімум коефіцієнта гармонік при заданій установленій потужності фільтра одержуємо, коли потужності обох контурів фільтра рівні,



тобто  $Q_1 = Q_2 = \sqrt{\varepsilon} P_H$ . При цьому  $\rho_1 = \sqrt{\varepsilon} r_H$ ;  $\rho_2 = r_H / \sqrt{\varepsilon}$ ;  $L_1 = \rho_1 / \omega_1$ ;  $C_1 = 1 / (\omega_{(1)} \rho_1)$ ;  $L_2 = \rho_2 / \omega_{(1)}$ ;  $C_2 = 1 / (\omega_{(1)} \rho_2)$ .

Підмикання на вихід фільтра активно-індуктивного навантаження може призвести до збільшення коефіцієнта гармонік вихідної напруги. Щоб запобігти цього, треба повністю компенсувати індуктивну складову струму навантаження. Якщо реактивна потужність навантаження більша за потрібну для фільтрації потужність, то здійснюється повна компенсація індуктивного струму навантаження конденсатором  $C_2$ , а установлена потужність паралельного контуру визначається як  $Q_2 = S_H \sin \varphi_H$ . За цим значенням  $Q_2$  визначаємо  $\rho_2$  і далі ведемо розрахунок фільтра за наведеними вище виразами.

Якщо виконується умова  $S_H \sin \varphi_H < \sqrt{\varepsilon} P_H$  або  $\operatorname{ctg} \varphi_H \sqrt{\varepsilon} > 1$ , то розрахунок проводимо за наведеними вище виразами з урахуванням того, що індуктивність навантаження буде частиною індуктивності фільтра  $L_2$ .

При  $S_H \sin \varphi_H = \sqrt{\varepsilon} P_H$  або  $\operatorname{ctg} \varphi_H \sqrt{\varepsilon} = 1$  габарити фільтра мінімальні.

Поліпшити гармонічний склад кривої вихідної напруги можна, якщо керування транзисторами здійснювати з додатковими комутаціями (моменти, які відрізняються від  $0, \pi, 2\pi \dots$ ) на протязі півперіоду. Кути додаткових комутацій вибирають з умови придушення гармонік, найбільш близьких до основної. Для симетрії кривої вихідної напруги число додаткових комутацій на інтервалі  $0 \dots \pi$  повинно бути парним.

Крива вихідної напруги інвертора на кожному півперіоді може складатися з імпульсів переміжної полярності (двополярна) (рис. 2.44, а, б), а також з послідовності імпульсів однієї полярності (однополярна) (рис. 2.45, а, б).

Двополярну криву вихідної напруги одержують при миттєвому та одночасному перемиканні діагонально розташованих пар транзисторів. При такому перемиканні транзисторів форма кривої напруги не залежить від параметрів навантаження. При двох додаткових комутаціях (рис. 2.44, а) амплітуда  $q$ -ї гармоніки напруги

$$U_{m(q)} = \frac{4U_d}{\pi q} (1 - 2 \cos q\alpha_1). \quad (2.94)$$

З виразу (2.94) можна знайти значення кута  $\alpha_1$ , при якому зі спектра кривої напруги може бути усунута одна з гармонік. Для цього вираз (2.94) треба прирівняти до нуля і розв'язати його відносно кута  $\alpha_1$ . Наприклад, для усунення зі спектра кривої напруги третьої гармоніки треба покласти  $\alpha_1 = 20^\circ$ .

При чотирьох додаткових комутаціях (рис. 2.44,б) є можливість виключення зі спектра кривої напруги двох гармонік (наприклад, 3-ї та 5-ї, 5-ї та 7-ї). При цьому амплітуда  $q$ -ї гармоніки напруги

$$U_{m(q)} = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1 - 2 \cos q\alpha_1 + 2 \cos q\alpha_2}{q}. \quad (2.95)$$

Для виключення 3-ї та 5-ї гармонік треба виконання умов  $\alpha_1 = 23,62^\circ$ ,  $\alpha_2 = 33,30^\circ$ , для виключення 5-ї та 7-ї гармонік —  $\alpha_1 = 16,25^\circ$ ,  $\alpha_2 = 22,07^\circ$ .

Дробові кути  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  створюють незручності при реалізації системи керування. Якщо брати цілі кути  $\alpha_1 = 16^\circ$  і  $\alpha_2 = 22^\circ$ , то 5-а і 7-а

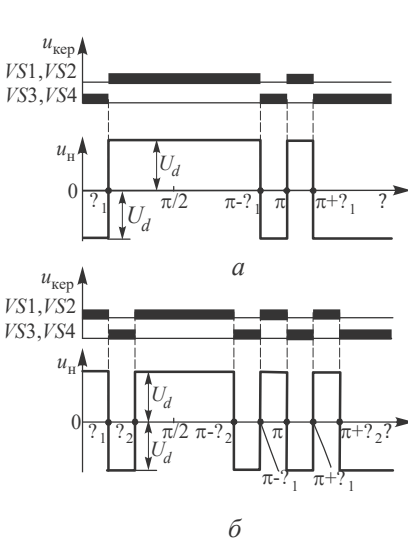


Рис.2.44

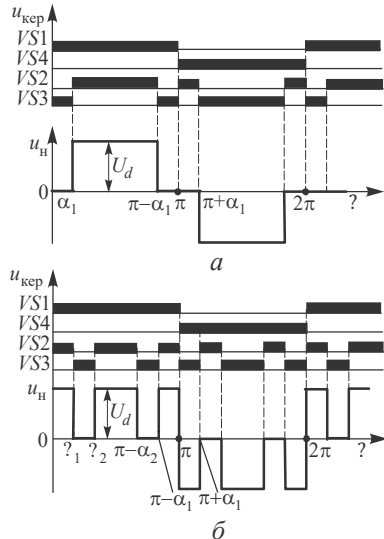


Рис.2.45

гармоніки будуть відрізнятися від нуля, проте їх відносний вміст незначний ( $U_{(5)}/U_{(1)} = 0,0067$ ,  $U_{(7)}/U_{(1)} = 0,0074$ ); при  $\alpha_1 = 15^\circ$  і  $\alpha_2 = 20^\circ$   $U_{(5)}/U_{(1)} = 0,0285$ ,  $U_{(7)}/U_{(1)} = 0,0022$ .

Однополярну криву вихідної напруги одержують при миттєвому, але неодноточасному перемиканні стійок однофазного мостового інвертора: транзисторів  $VT1$ ,  $VT4$  і  $VT2$ ,  $VT3$  (рис. 2.45). Нульові паузи в кривій вихідної напруги при активно-індуктивному навантаженні одержують, коли одночасно відкриті два транзистори, у яких разом з'єднані колектори або емітери. При цьому на цих інтервалах навантаження виявляється закороченим через транзистор, зворотний діод і шину «+» або «-» джерела живлення.

При двох додаткових комутаціях (рис. 2.45,а) амплітуда  $q$ -ї гармоніки напруги

$$U_{m(q)} = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1 - \cos q\alpha_1}{q}. \quad (2.96)$$

З виразу (2.96) витікає, що для усунення 3-ї і 9-ї гармонік треба, щоб  $\alpha_1 = 30^\circ$ . При цьому амплітуда першої гармоніки напруги  $U_{m(1)} = 1,1U_d$ .

При чотирьох додаткових комутаціях (рис. 2.45,б) амплітуда  $q$ -ї гармоніки напруги

$$U_{m(q)} = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1 - \cos q\alpha_1 + \cos q\alpha_2}{q}. \quad (2.97)$$

Для усунення 3-ї та 5-ї гармонік зі спектра кривої напруг потріб-но виконання умов  $\alpha_1 = 18^\circ$  і  $\alpha_2 = 38^\circ$ .

Поліпшити гармонічний склад вихідної напруги при ШІР можна, застосувавши багатократну комутацію. При цьому забезпечується регулювання з числом імпульсів у кривій вихідної напруги за період більше двох ( $N = 4, 6, 8, 10, \dots$ ). Аналогічно попередньому для незмінності форми кривої вихідної напруги при зміні параметрів активно-індуктивного навантаження треба, щоб на інтервалі  $\theta$  відкривалися

транзистори спільної групи (зі з'єднанням колекторів або емітерів) (рис. 2.46,а, ....з).

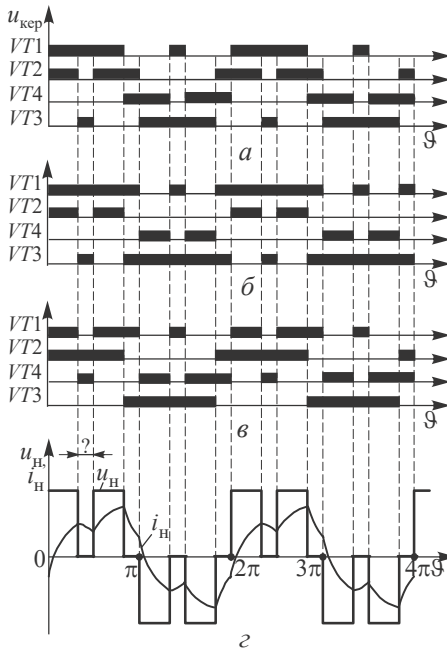


Рис. 2.46

Східчасте модулювання (амплітудно-імпульсне — АІМ) вихідної напруги може бути здійснено підсумовуванням визначеного числа, кратного числу фаз ( $N = km$ , якщо інвертор багатofазний), синхронізованих однофазних інверторних блоків (модулів). Під модулем розуміється конструктивно та функціонально закінчений пристрій силової електроніки (випрямляч, інвертор, перетворювач постійної напруги).

Основною метою модульного та чарункового конструювання є мінімізація часу та виробничих витрат на створення однотипних перетворювачів. У той же час цей підхід є найбільш раціональним при вирішенні конкретних задач зменшення вищих гармонік струму та напруги, резервування та ін. Він дозволяє вирішувати наступні задачі: нарощувати потужність виробів при обмежених параметрах елементної бази; скорочувати терміни розробки нових виробів силової електроніки; резервувати вироби та їх складові частини без переривання вихідних

параметрів; зменшувати рівень вищих гармонік вхідних і вихідних значень струму та напруги; узгоджувати вхідні та вихідні значення струму та напруги; уніфікувати елементну базу.

Найбільш розповсюдженими способами модульного та чарункового проектування є: послідовне або паралельне з'єднання перетворювачів змінного або постійного струму в постійний; паралельне з'єднання автономних інверторів; багаточарункове з'єднання у випрямлячах з множенням або діленням вихідної напруги; багаторівневі перетворювачі; каскадне з'єднання перетворювачів.

На рис. 2.47 наведені структурна схема однофазного перетворювача (а), вихідну напругу якого одержують шляхом підсумовування напруг  $N$  інверторних блоків, а також часові діаграми напруг перетворювачів, у яких  $N = 3$  (б) і  $N = 4$  (в).

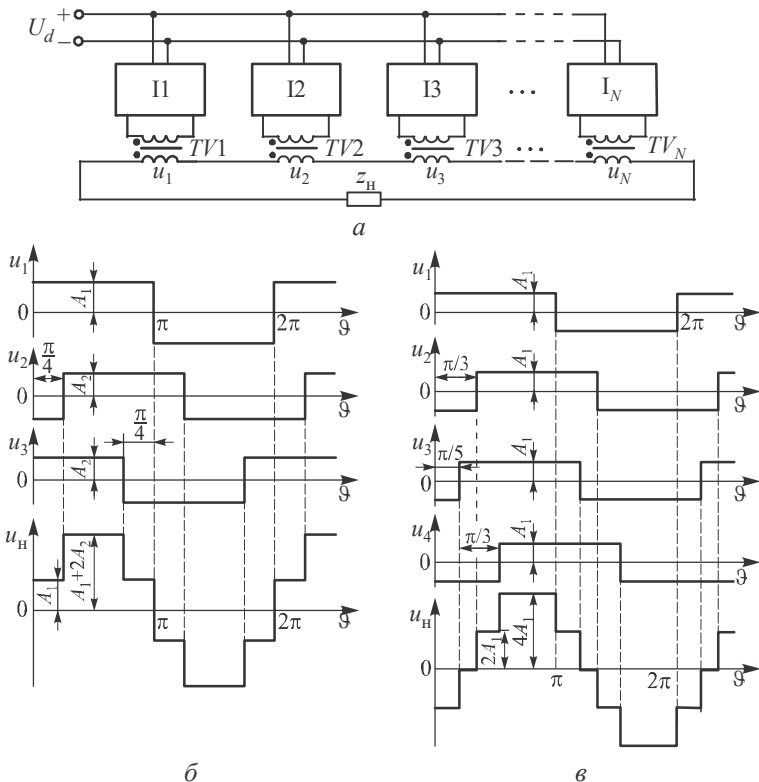


Рис. 2.47  
125

Гармонічний склад кривих рис. 2.47,б може бути зображений у вигляді

$$\begin{aligned}
 u_{\text{н}}(\vartheta) &= u_1(\vartheta) + u_2(\vartheta) + u_3(\vartheta) = \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\vartheta + \\
 &+ \frac{4A_2}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\left(\vartheta - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{4A_2}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\left(\vartheta + \frac{\pi}{4}\right) = \\
 &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \left[ A_1 + 2A_2 \cos q\frac{\pi}{4} \right] \cos q\vartheta, \quad (2.98)
 \end{aligned}$$

де  $A_1$  і  $A_2$  — амплітуди прямокутного імпульсу напруги на вторинній обмотці трансформаторів інверторів П, І2, І3.

Якщо поставити вимогу, щоб коефіцієнти гармонічного ряду для 3-ї та 5-ї гармонік дорівнювали нулю, то можна знайти співвідношення між  $A_1$  і  $A_2$ :  $A_1 = \sqrt{2}A_2$ .

Після підставлення значення  $A_1$  у вираз (2.98), одержуємо остаточний вираз для вихідної напруги

$$\begin{aligned}
 u_{\text{н}}(\vartheta) &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} A_1 \left( 1 + \sqrt{2} \cos q\frac{\pi}{4} \right) \cos q\vartheta = \\
 &= \frac{4}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} A_1 k_{(q)} \cos q\vartheta, \quad (2.99)
 \end{aligned}$$

де  $k_{(q)} = 1 + \sqrt{2} \cos q\frac{\pi}{4}$ .

З виразу (2.99) видно, що якщо  $q = 8k - 5$  або  $q = 8k - 3$ , де  $k = 1, 2, 3, \dots$ , то у кривій напруги будуть відсутні 3-, 5-, 11-, 13-а і т. д. гармоніки. У кривій напруги будуть присутні основна гармоніка та гармоніки  $q = 8k \pm 1$ , тобто 7-, 9-, 15-, 17-а і т. д.

Гармонічний склад кривих рис. 2.47,в може бути зображений у вигляді

$$u_{\text{н}}(\vartheta) = u_1(\vartheta) + u_2(\vartheta) + u_3(\vartheta) + u_4(\vartheta) = \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q\vartheta +$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q \left( \vartheta - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q \left( \vartheta - \frac{\pi}{5} \right) + \\
& \quad + \frac{4A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos q \left( \vartheta - \frac{8\pi}{15} \right) = \\
& = \frac{16A_1}{\pi} \sum_{q=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{q} \cos \frac{q\pi}{6} \cos \frac{q\pi}{10} \cos q \left( \vartheta - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{10} \right), \quad (2.100)
\end{aligned}$$

де  $A_1$  — амплітуда прямокутного імпульсу напруги на вторинній обмотці трансформаторів II, I2, I3, I4.

З виразу (2.100) видно, що якщо  $q = 3(2k - 1)$  і  $q = 5(2k - 1)$ , де  $k = 1, 2, 3, \dots$ , у кривій вихідної напруги будуть відсутні гармоніки кратні трьом і п'яти, тому що  $\cos(q\pi/6) = 0$  і  $\cos(q\pi/10) = 0$  відповідно для гармонік кратних трьом і п'яти. У кривій вихідної напруги будуть присутні основна гармоніка і гармоніки 7-, 11-, 13-, 17-, 19-а і т. д.

Східчасту модульовану (АІМ) вихідну напругу можна одержати підсумовуванням прямокутних напруг різних частот. Для цього інвертор напруги основної частоти на боці змінного струму з'єднують послідовно з інверторами, що працюють на частотах  $3f, 5f \dots$  і мають відповідну фазу та амплітуду вихідної напруги такими, щоб результуюча напруга була близькою до синусоїдальної.

При нульовому зсуві фаз між напругами інверторів вихідну напругу одержують складанням всіх кривих

$$\begin{aligned}
u_{\text{н}}(\vartheta) &= u_1(\vartheta) - u_3(\vartheta) - u_5(\vartheta) = U \left[ \sin \vartheta + \frac{\sin 3\vartheta}{3} + \frac{\sin 5\vartheta}{5} + \frac{\sin 7\vartheta}{7} + \right. \\
& \quad + \frac{\sin 9\vartheta}{9} + \frac{\sin 11\vartheta}{11} + \frac{\sin 13\vartheta}{13} + \frac{\sin 15\vartheta}{15} + \frac{\sin 17\vartheta}{17} + \frac{\sin 19\vartheta}{19} + \\
& \quad \left. + \frac{\sin 21\vartheta}{21} + \frac{\sin 23\vartheta}{23} + \dots \right] - \frac{U}{3} \left[ \sin 3\vartheta + \frac{\sin 9\vartheta}{3} + \frac{\sin 15\vartheta}{5} + \frac{\sin 21\vartheta}{7} + \dots \right] - \\
& \quad - \frac{U}{5} \left[ \sin 5\vartheta + \frac{\sin 15\vartheta}{3} + \dots \right] =
\end{aligned}$$

$$= U \left[ \sin 9 + \frac{\sin 79}{7} + \frac{\sin 119}{11} + \frac{\sin 139}{13} + \frac{\sin 239}{23} + \dots \right],$$

де  $U = (4U_d) / \pi$ .

Таким чином, при використанні трьох інверторів у вихідній напрузі зникають 3-я, 5-а гармоніки і самою низькою є 7-а гармоніка.

Якщо підсумувати напруги чотирьох інверторів, що працюють на частотах  $f$ ,  $3f$ ,  $5f$ ,  $7f$  і мають відповідно амплітуди прямокутних напруг  $U_d$ ,  $U_d/3$ ,  $U_d/5$ ,  $U_d/7$ , то самою низькою буде 11-а гармоніка.

Багатосхідчасту криву вихідної напруги однофазного мостового інвертора можна одержати *перемиканням відводів вихідного трансформатора* за допомогою ключів змінного струму (рис. 2.48...2.51) (підсумовування у спільному вузлі), а також використанням декількох джерел постійної напруги.

Найпростіший перетворювач з перемиканням секцій (відводів) первинної обмотки трансформатора наведений на рис. 2.48,а. Первинна обмотка трансформатора має відводи, розташовані симетрично відносно середньої точки. Форма вихідної напруги, а також алгоритм відкриття ключів з двосторонньою провідністю  $S1...S4$  і транзисторів  $VT1, VT2$  наведені на рис. 2.48,б. При роботі на активне навантаження ключі з двосторонньою провідністю можуть бути замінені на транзистори. При активно-індуктивному навантаженні така заміна не допустима, тому що на інтервалі  $0 \dots t_1$  (повернення енергії з навантаження до джерела живлення) струм навантаження буде замикатись через той зворотний діод, на якому раніше виникне напруга, необхідна для його

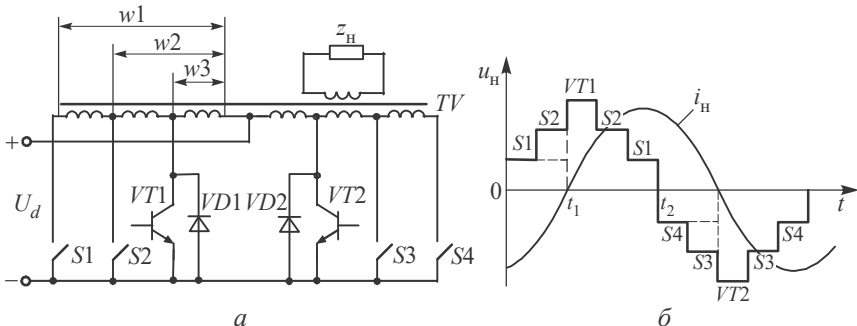


Рис. 2.48  
128



відкриття. Таким чином, у даному випадку струм буде замикатися через діод, паралельний транзистору, встановлений замість ключа  $S1$ . Це призведе до продовження тривалості східця, яка визначається обмоткою  $w_1$  впритул до того моменту, поки струм навантаження не спаде до нуля.

На рис. 2.49 та 2.50 наведені деякі зі схем перетворювачів на основі однофазних схем інверторів, а на рис. 2.51 — варіанти реалізації ключів з двосторонньою провідністю, які відрізняються кількістю транзисторів і діодів. У першому з ключів більший спад напруги у відкритому стані і, отже, нижчий ККД, другий ключ потребує використання більшого числа транзисторів та більш складних схем їх керування.

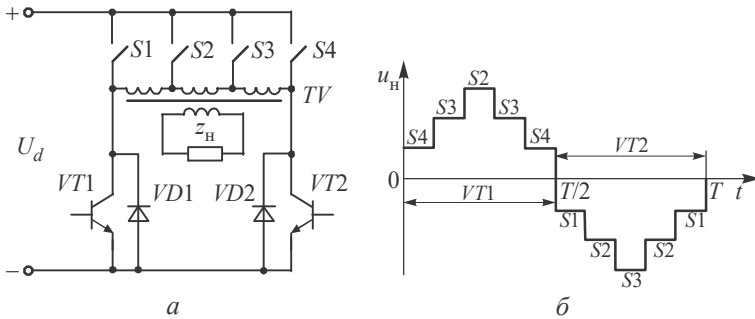


Рис. 2.49

При формуванні квазісинусоїдальної напруги у вигляді східців, наприклад, у схемі, подібній до наведеної на рис. 2.48,а, мінімальне число витків  $w_n$  секції трансформатора може бути визначено (в розглянутому випадку  $w_n = w_3$ )  $w_n = U_d w_H / U_{nm}$ , де  $w_H$  — число витків у обмотці навантаження;  $U_{nm}$  — амплітудне значення східчастої напруги, що апроксимує синусоїду. Число решти витків  $w_m$  перетворювача повинно бути розраховано так, щоб східці вихідної напруги апроксимували синусоїду

$$w_m = w_n / \sin[\pi(2m - 1)/4n],$$

де  $m$  — номер східця

$$(m = 1, 2, \dots, n).$$

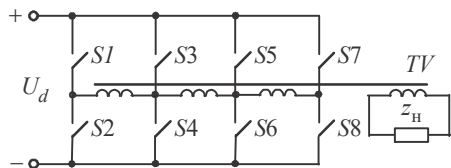


Рис. 2.50

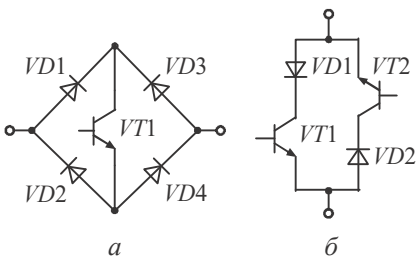


Рис. 2.51

Переважна кількість інверторів, побудова яких базується на використанні методів АІМ, містять силові трансформатори, що правлять для гальванічного розв'язання і узгодження рівнів живильної та вихідної напруг. Формування квазисинусоїдальних напруг низьких та інфра-низьких частот при роботі силових

трансформаторів у тій же частотній області призводить до суттєвого погіршення їх масо-габаритних характеристик. Позбутися вказаного недоліку дозволяють перетворювачі з проміжним підвищенням частоти.

Перетворювачі з АІМ і підсумовуванням у спільному вузлі поділяються на два класи:

1. Перетворювачі з явно вираженим перетворювачем частоти, які побудовані на інверторах з перемиканням секцій первинної або вторинної (рис. 2.52,*a*) обмотки силового трансформатора. При цьому частота роботи інвертора  $I$  підвищується до кількох десятків кілогерц. Вибір амплітуди сідця забезпечують перемиканням секцій обмоток трансформатора ключами з двосторонньою провідністю (рис. 2.51,*a, б*)  $S1...S3$ , а виділення низькочастотної вихідної напруги здійснюється за

допомогою явно вираженого перетворювача частоти на ключах  $S4...S7$  (рис. 2.52,*б*). Перемикання ключів здійснюється з частотою роботи інвертора  $I$ .

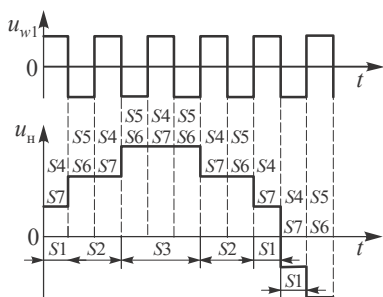
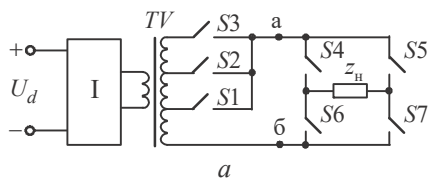


Рис. 2.52

2. У перетворювачах з неявно вираженим перетворювачем частоти функції перемикання секцій обмоток і перетворення частоти суміщені, тобто виконуються за допомогою одних і тих самих ключів змінного струму. Один з найпростіших перетворювачів такого класу наведений на рис. 2.53,*a*, а на рис. 2.53,*б* наведений алгоритм роботи

та форма напруги на навантаженні.

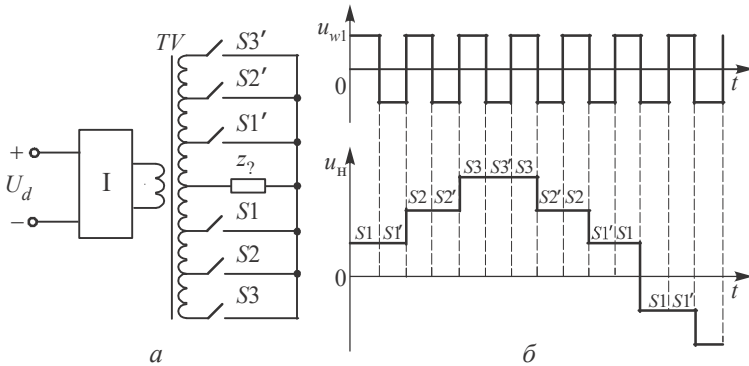


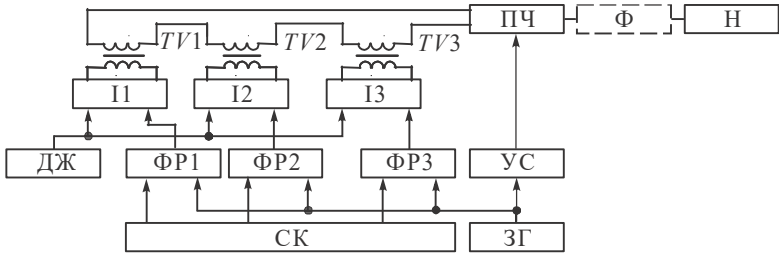
Рис. 2.53

Як видно з рис. 2.53,а, силовий трансформатор має кілька вторинних півобмоток з різною кількістю витків, які по чергово підмикаються до навантаження в кожному півперіоді високої частоти за допомогою симетрично розташованих ключів змінного струму  $S1...S3$  і  $S1'...S3'$ .

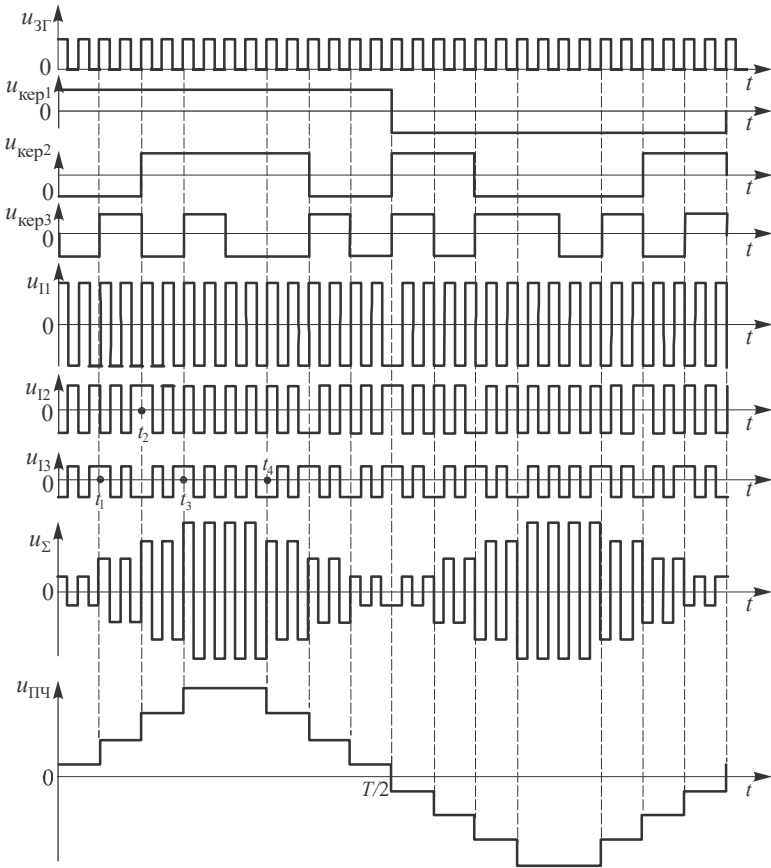
До загальних недоліків розглянутих перетворювачів з підсумовуванням у спільному вузлі слід віднести низький коефіцієнт використання транзисторів за струмом першої гармоніки, який погіршується зі збільшенням кількості східців у вихідній напрузі.

Проміжне підвищення частоти можна реалізувати і у перетворювачах з підсумовуванням у спільному контурі (рис. 2.47). Принцип їх побудови відрізняється від раніше розглянутих перетворювачів даного класу тим, що низькочастотні напруги, які формують інверторні блоки (чарунки), замінюють на високочастотні напруги тієї ж амплітуди. При цьому моментам зміни полярності низькочастотних напруг відповідають моменти зміни фази високочастотних напруг на  $180^\circ$ . Виділення низькочастотної квазісинусоїдальної напруги з сумарної високочастотної, як і у перетворювачах з підсумовуванням у спільному вузлі, здійснюється за допомогою перетворювача частоти на ключах з двосторонньою провідністю.

Розглянемо перетворювач (рис. 2.54,а) з проміжним підвищенням частоти, в основу якого покладено метод підсумовування напруг типу «меандр» з різним фазовим зсувом. Для трьох інверторних чарунок  $\Pi...I3$  керуючі імпульси системи керування СК будуть відповідати на-



*a*



*б*

Рис. 2.54

пругам  $u_{\text{кер}1} \dots u_{\text{кер}3}$  (рис. 2.54,б). У перетворювачі з роботою на вихідній частоті ці та протифазні їм імпульси безпосередньо використовують для керування інверторними чарунками.

У перетворювачі з проміжним підвищенням частоти під дією напруг  $u_{\text{кер}1} \dots u_{\text{кер}3}$  в моменти часу  $t_1, t_2, t_3, t_4, \dots$  на виходах фазоверсуючих схем ФР1...ФР3 відбувається почергова зміна на  $180^\circ$  фази високочастотної напруги  $u_{3Г}$  задавального генератора ЗГ. У результаті формуються напруги  $u_{I1} \dots u_{I3}$ , які використовуються для керування високочастотними інверторними чарунками І1...І3. Їх вихідні напруги підсумовуються за рахунок послідовного з'єднання вторинних обмоток трансформаторів  $TV1 \dots TV3$ . Амплітудно-модульована високочастотна напруга  $u_\Sigma$ , яка виникає при цьому, потрапляє на вхід перетворювача ПЧ.

Керування перетворювачем частоти ПЧ, на виході якого формується квазисинусоїдальна напруга  $u_{\text{ПЧ}}$  з АІМ, здійснюється через узгоджуючу схему УС від задавального генератора. Регулювання квазисинусоїдальної напруги від інфранизьких частот до близьких до частоти ЗГ легко здійснюється зміною частоти керуючих імпульсів  $u_{3Г}$ , які виробляє СК.

До переваг такого перетворювача треба віднести високий коефіцієнт використання транзисторів за струмом першої гармоніки, а також можливість нарощування вихідної потужності шляхом збільшення кількості інверторних чарунок при одночасному покращенні якості вихідної напруги.

Поліпшити гармонічний склад кривої вихідної напруги інвертора можна за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) вихідної напруги, при якій ширина або частота імпульсів, або і та і інша модулюються в межах періоду основної частоти для того, щоб створити визначену форму кривої вихідної напруги. У більшості випадків ШІМ здійснюється з метою забезпечення синусоїдальності напруги або струму, тобто зниження рівня вищих гармонік відносно основної (першої) гармоніки, і зветься *синусоїдальною*. При ШІМ відбувається порівняння опорного (еталонного, модулюючого) сигналу заданої форми вихідної

напруги (струму)  $[u(\omega_M t)]$  з сигналом напруги  $[u(\omega_H t)]$  пілкоподібною (трикутною) форми, який має більш високу частоту і називається *несучим сигналом*. Модулюючий сигнал має частоту основної (першої) гармоніки. У моменти рівності цих сигналів система керування виробляє керуючі імпульси, які надходять на відповідні керовані вентилялі інвертора, і на навантаженні формується крива напруги у вигляді імпульсів змінної за період тривалості (рис. 2.55).

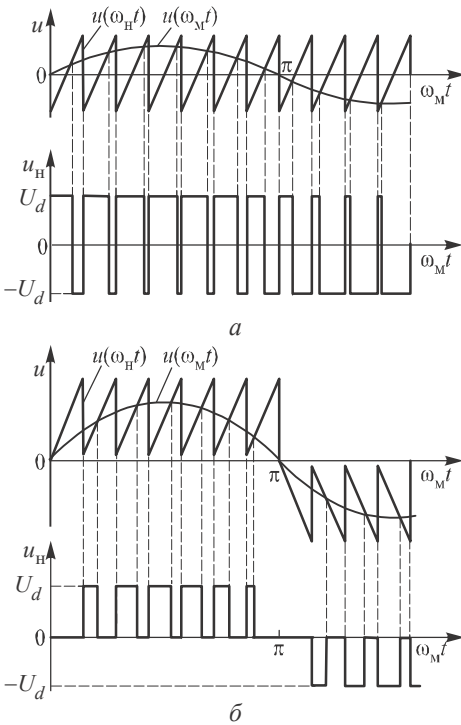


Рис. 2.55

частоти  $u(\omega_H t)$ .

При модуляції одного з фронтів (переднього або заднього) одержуємо *односторонню* ШІМ, а обох фронтів — *двосторонню*. ШІМ може бути одно- і двополярною.

Односторонню двополярну ШІМ-2 здійснюють шляхом порівняння еталонної синусоїди модулюючої частоти  $\omega_M$  з пілкоподібною напругою частоти  $\omega_H$  (рис. 2.55,а). При двополярній ШІМ за період несучої

ШІМ за синусоїдальним законом, що застосовується для поліпшення гармонічного складу кривої вихідної напруги і найчастіше застосовується у різного роду перетворювачах, поділяється на ШІМ першого роду (ШІМ-1) та ШІМ другого роду (ШІМ-2). При ШІМ-1 тривалість імпульсів визначається значенням модулюючого сигналу  $u(\omega_M t)$  в деякі фіксовані моменти часу, наприклад, у моменти початку імпульсу  $u(\omega_H t)$  (тактові моменти часу). При ШІМ-2 тривалість імпульсів визначається значенням модулюючого сигналу  $u(\omega_M t)$  в моменти часу, що співпадають з фронтами імпульсів несучої

чої частоти  $\omega_n$  до навантаження прикладаються по чергово імпульси протилежної полярності, тобто відбуваються дві комутації діагонально розташованих керованих вентилів у силовій частині однофазного мостового інвертора.

Для одержання двосторонньої двополярної ШІМ-2 в якості несучого використовують сигнал трикутної форми.

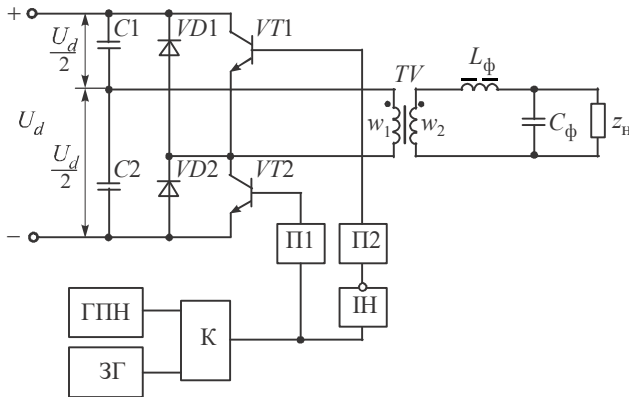
При односторонній однополярній ШІМ-2 (рис. 2.55,б) на навантаженні формується імпульс напруги однієї полярності, тобто здійснюється комутація керованих вентилів одного з плечей однофазного мостового інвертора. Тривалість відкритого стану керованих вентилів плеча змінюється за синусоїдальним законом.

Однополярна ШІМ має кращий гармонічний склад вихідної напруги у порівнянні з двополярною.

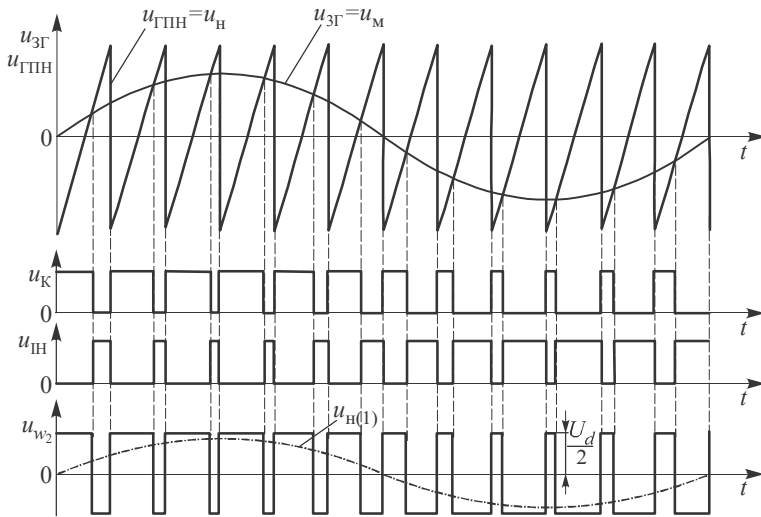
Системи керування на основі ШІМ дозволяють не тільки забезпечувати синусоїдальну форму усереднених значень основної гармоніки напруги або струму, але й керувати значеннями її амплітуди, частоти та фази. У схемі інвертора використовуються повністю керовані ключі.

Двополярну ШІМ можуть реалізувати всі схеми інверторів (мостовий, напівмостовий, з середньою точкою). Приклад реалізації інвертора з двополярною ШІМ і часові діаграми його роботи наведено на рис. 2.56.

Задавальний генератор ЗГ та генератор пилкоподібної напруги ГПН виробляють відповідно синусоїдальну низькочастотну модулюючу напругу  $u_{3Г} = u_m$  і високочастотну (несучу) пилкоподібну напругу  $u_{ГПН} = u_n$ , які надходять на вхід компаратора К. Ці елементи утворюють широтно-імпульсний модулятор. Напруга  $u_K$  з виходу компаратора через підсилювач ПІ надходить на базу силового транзистора  $VT2$  напівмостового інвертора. Транзистор  $VT1$  керується аналогічно, але інвертованим за допомогою інвертора ІН сигналом компаратора. У результаті по чергового перемикання транзисторів  $VT1$  і  $VT2$  на первинній і вторинній обмотках трансформатора  $TV$  формується напруга  $u_{w2}$  з двополярною ШІМ.  $LC$ - фільтр, який встановлено на виході інвертора, забезпечує фільтрацію вищих гармонічних складових у нарузі з ШІМ і отримання на навантаженні напруги  $u_n$  практично синусоїдальної форми.



*a*



*б*

Рис. 2.56

Слід відзначити, що осердя силового трансформатора  $TV$  в даній схемі перемагнічується не тільки низькою частотою, яка відповідає частоті задавального генератора, але і частотою надходження імпульсів з ШІМ. Це накладає додаткові обмеження на конструкцію трансформатора і вибір матеріалу його осердя. Тому більш доцільно

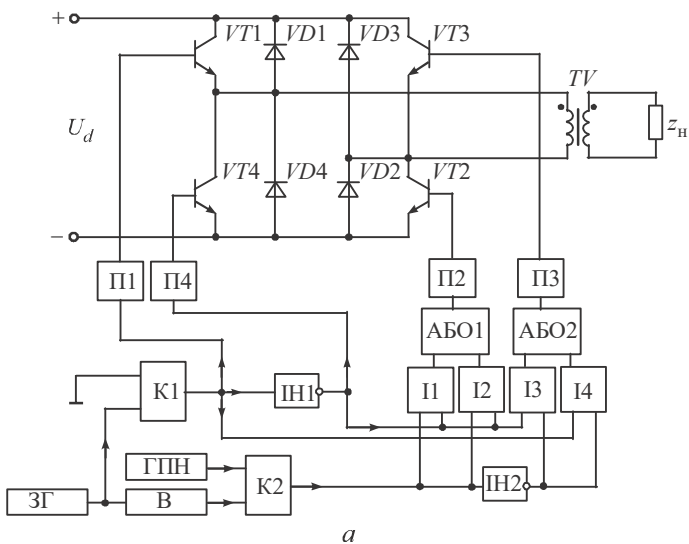


встановлювати фільтр по первинній стороні силового трансформатора, що усуне високочастотне підмагнічування його осердя.

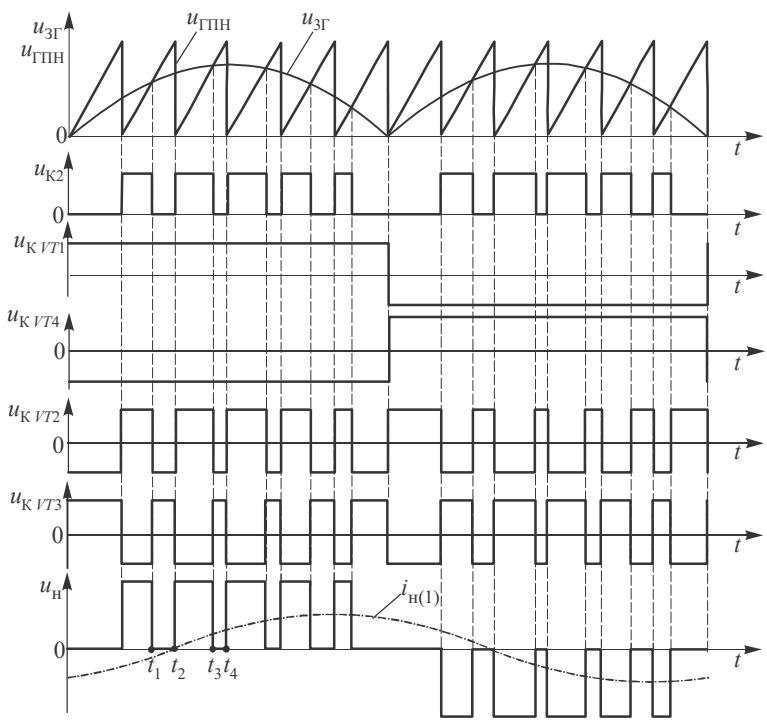
Менший рівень високочастотних складових має однополярна ШІМ, яку можна реалізувати за допомогою мостового інвертора (рис. 2.57,а).

Силовими транзисторами  $VT1$  і  $VT4$  однієї стійки керують у протифазі ( $u_{KVT1}$ ,  $u_{KVT4}$  — рис. 2.57,б) з частотою задавального генератора модулюючої частоти синусоїдальної форми  $3\Gamma$ . Для цього напругу з  $3\Gamma$  подають на компаратор  $K1$ , який порівнює її з нульовим рівнем, що забезпечує зміну керуючих сигналів транзисторів на  $180^\circ$  кожні півперіода роботи інвертора. Протифазності роботи транзисторів досягають за допомогою інвертора  $ІН1$ .

Транзистори  $VT2$ ,  $VT3$  іншої стійки інвертора по чергово працюють в режимі широтно-імпульсного модулятора. Так, на позитивному півперіоді вихідної напруги в режимі ШІМ-модулятора працює транзистор  $VT3$ , а на негативному —  $VT2$ . Принцип побудови ШІМ-модулятора схожий з раніше розглянутим в інверторі з двополярною ШІМ. При цьому відзначимо, що для забезпечення перетину пілкоподібної напруги з напругою задавального генератора на негативних її ділянках у схемі додатково використовується двопівперіодний випрямляч  $B$ . За допомогою логічних елементів  $П1\dots П4$  та  $АБО1$ ,  $АБО2$  досягають по чергової роботи транзисторів  $VT2$ ,  $VT3$  в режимі широтно-імпульсного модулятора. У випадку роботи інвертора на активно-індуктивне навантаження необхідно забезпечити нульовий рівень вихідної напруги при будь-якому напрямку протікання струму навантаження, коли транзистор ШІМ-модулятора закритий. Для цього у протифазі з цим транзистором відкривається інший транзистор стійки. Наприклад, на інтервалі  $t_1\dots t_2$  транзистор  $VT2$ , який працює в режимі ШІМ-модулятора, закритий, а струм у навантаженні не збігається з полярністю вихідної напруги. Проте на цьому інтервалі відкритий транзистор  $VT3$  і струм первинної обмотки трансформатора замикається по колу  $VT3$ ,  $VD1$ , обминаючи джерело живлення, що забезпечує нуль у вихідній напрузі (навантаження закорочене через  $VT3$  і  $VD1$ ). При збігу напрямку струму і полярності напруги (інтервал  $t_3\dots t_4$ ) струм наван-



*a*



*б*

Рис. 2.57  
138

таження замикається по колу  $VT1, VD3$ , також обминаючи джерело живлення.

Основні визначення, які використовуються у подальшому, розглянемо на прикладі однофазної мостової схеми інвертора напруги (рис. 2.39,*a*). Для спрощення уявлення процесів модуляції джерело живлення з напругою  $U_d$  зобразимо у вигляді послідовного з'єднання двох конденсаторів рівної ємності  $C$  з виводом точки схеми «0».

У табл. 2.2 наведені різні комбінації транзисторів  $VT1...VT4$ , де відкритий стан транзистора  $VT$  позначений «1», а закритий — «0».

У табл. 2.3 наведені значення напруг  $u_{a0}, u_{b0}$  (відносно точки «0», див. рис. 2.39,*a*) та їх різниця  $u_{ab} = u_n = u_{a0} - u_{b0}$ . Залежно

Таблиця 2.2

Номер стану транзистора	Стан транзисторів			
	$VT1$	$VT2$	$VT3$	$VT4$
I	1	1	0	0
II	0	0	1	1
III	1	0	1	0
IV	0	1	0	1

від того, однополярна чи двополярна ШІМ, у процесі роботи інвертора можуть використовуватися різні комбінації станів ключів.

При *однополярній модуляції* використовуються два сигнали керування модуляції  $u_m(\vartheta)$  і  $-u_m(\vartheta)$  одночасно (див. рис. 2.58,*a*). При цьому існують дві послідовності імпульсів керування транзисторами. Одна керує транзисторами  $VT1, VT4$ , а інша — транзисторами  $VT2$  і  $VT3$ . Для прийнятих позначень послідовність імпульсів, що створюється при

Таблиця 2.3

**Значення напруг**

Номер стану	Ключі та діоди, що знаходяться у провідному стані		Напруга		
	$i_{ab} > 0$	$i_{ab} < 0$	$u_{a0}$	$u_{b0}$	$u_{ab}$
I	$VT1, VT2$	$VD1, VD2$	$U_d/2$	$-U_d/2$	$U_d$
II	$VD3, VD4$	$VT3, VT4$	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d$
III	$VT1, VD3$	$VD1, VT3$	$U_d/2$	$U_d/2$	0
IV	$VT2, VD4$	$VT4, VD2$	$-U_d/2$	$-U_d/2$	0

порівнянні опорного сигналу  $u_m(\vartheta)$  з сигналом трикутної форми  $u_n(\vartheta)$ , керує транзисторами  $VT1$  і  $VT4$  і визначає напругу  $u_{a0}$  (відносно умовного вузла «0»). При використанні для порівняння з несучим сигналом негативного модулюючого сигналу  $-u_m(\vartheta)$  буде формуватися послідовність імпульсів, які керують транзисторами  $VT2$  і  $VT3$  і визначають напругу  $u_{b0}$ .

У результаті при відкритті транзисторів  $VT1$  і  $VT4$  відбувається одночасна модуляція потенціалів вузла  $a$  відносно «0» та модуляція потенціалу вузла  $b$  при відкритті транзисторів  $VT2$ ,  $VT3$ . При цьому потенціал вузла  $a$  відносно вузла «0» дорівнює  $U_d/2$  при відкритих транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ , (стан I) і  $-U_d/2$  при відкритих транзисторах  $VT2$ ,  $VT4$  (стан IV). Потенціал вузла  $b$  відносно «0» дорівнює  $U_d/2$  при відкритих транзисторах  $VT3$ ,  $VT4$  (стан II) та  $-U_d/2$  при відкритих транзисторах  $VT1$ ,  $VT3$  (стан III). Зміна станів визначається наступними умовами

$$\left. \begin{array}{l} u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) \quad \text{стан I;} \\ u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) \quad \text{стан IV;} \\ -u_m(\vartheta) < u_n(\vartheta) \quad \text{стан II;} \\ -u_m(\vartheta) > u_n(\vartheta) \quad \text{стан III.} \end{array} \right\} \quad (2.101)$$

На виході інвертора формується напруга  $u_n(\vartheta) = u_{ab}(\vartheta)$ , форма якої має вигляд послідовності однополярних імпульсів на кожному півперіоді синусоїди, яка задається модулюючим сигналом  $u_m(\vartheta)$  (рис. 2.58).

Очевидно, що ширина імпульсів залежить від співвідношення амплітуд сигналів  $u_m(\vartheta)$  і  $u_n(\vartheta)$ . Параметр, який характеризує це співвідношення, називають *коефіцієнтом глибини модуляції* і визначають з виразу

$$\mu = U_{m\max}/U_{n\max}, \quad (2.102)$$

де  $U_{m\max}, U_{n\max}$  — максимальні значення модулюючого сигналу  $u_m(\vartheta)$  і несучого сигналу  $u_n(\vartheta)$  відповідно.

Частота несучого сигналу  $u_n(\vartheta)$  дорівнює частоті комутації транзисторів  $VT1, VT2$  та  $VT3, VT4$  і звичайно значно перевищує частоту модулюючого сигналу  $f_m$ . Співвідношення частот  $f_m$  і  $f_n$  є важливим показником ефективності процесу модуляції і зветься *кратністю частот*

$$p = f_n / f_m \quad (2.103)$$

З рис.2.58 видно, що максимальне значення імпульсів напруги на навантаженні дорівнює  $U_d$ , а амплітуда першої гармоніки вихідної напруги  $U_{mab(1)}$  може бути з урахуванням (2.102) визначена у вигляді

$$U_{mab(1)} = \mu U_d \quad (2.104)$$

Згідно з (2.104) при  $\mu = 1$  амплітуда першої гармоніки вихідної напруги дорівнює  $U_d$ . Як видно з (2.104) відносно значення першої гар-

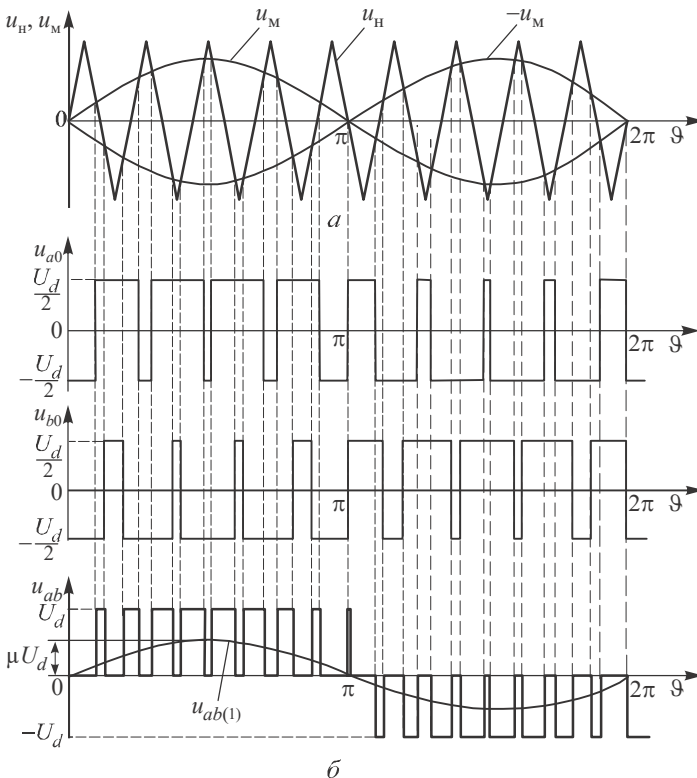


Рис. 2.58  
141

моніки вихідної напруги  $U_{mab(1)}/U_d$  при зміні  $\mu$  від 0 до 1 змінюється лінійно. Граничне значення величини  $\mu$  визначається видом модуляції, що розглядається, згідно якому максимальне значення  $U_{mab(1)}$  обмежене висотою півхвилі прямокутної форми, яка дорівнює  $U_d$ . При подальшому збільшенні коефіцієнта модуляції  $\mu$  модуляція призводить до нелінійного зростання амплітуди  $U_{mab(1)}$  до максимального значення, що визначається формуванням на виході інвертора напруги прямокутної форми, яка у подальшому залишається незмінною  $U_{mab(1)} = 4U_d/\pi$ . При цьому ми переходимо в режим надмодуляції з  $\mu > 1$  ( $\mu_{\max} \approx 3,2$ ).

При реалізації *двополярної модуляції* періодично змінюються два стани транзисторів I і II (див. табл. 2.3). Умови перемикання наступні

$$\left. \begin{array}{l} u_M(\vartheta) > u_H(\vartheta) \text{ стан I;} \\ u_M(\vartheta) < u_H(\vartheta) \text{ стан II.} \end{array} \right\} \quad (2.105)$$

Визначити гармонічний склад вихідної напруги при ШІМ досить складно. Якщо для кратного відношення частот ( $\omega_M$  і  $\omega_H$ ) ще можливо застосування методів з використанням звичайного ряду Фур'є, то у випадку плавної зміни частоти  $\omega_M$  (наприклад, при регулюванні вихідної частоти перетворювача) можливі дробові та ірраціональні відношення частот. При дробовому відношенні  $\omega_M/\omega_H$  об'єм обчислень при визначенні гармонічного складу ШІМ сигналу зростає у десятки разів. При ірраціональній кратності  $p$  ШІМ сигнал є неперіодичним і обчислення з використанням звичайного ряду Фур'є можна виконувати тільки на кінцевому інтервалі часу, від вибору якого суттєво залежить гармонічний склад.

Усунути вказані недоліки та спростити розрахунок спектрів ШІМ сигналів можна, якщо застосувати розклад ШІМ сигналу у подвійний ряд Фур'є. Проте вирази, що одержують в результаті аналізу, дуже складні та громіздкі і без обчислювальної машини визначити амплітуди гармонік важко.

При синусоїдальній ШІМ у вихідній напрузі присутні гармоніки  $q$ -го порядку, що визначаються кратністю частот  $p$

$$q = lp \pm k, \quad (2.106)$$

де при однополярній модуляції  $k = 1, 3, 5, \dots$  при  $l = 2, 4, 6, \dots$ ; при двополярній модуляції  $k = 1, 3, 5, \dots$  для  $l = 2, 4, 6, \dots$ ;  $k = 2, 4, 6, \dots$  для  $l = 1, 3, 5, \dots$ .

Таким чином, частотні спектри вихідної напруги однофазних інверторів вміщують крім першої гармоніки з частотою  $f_m$  вищі гармоніки, кратні коефіцієнту  $p$  з боковими частотами, залежними від значень числа  $k$  у (2.106).

Перевагою однополярної модуляції є більш високе значення частоти найбільш низькочастотної гармоніки спектра, тому що гармоніки в цьому випадку кратні подвоєваному значенню  $p$  при  $l = 2, 4, 6, \dots$ . При збільшенні  $p$  коефіцієнт спотворення вихідної напруги суттєво зменшується і спрощується задача фільтрації вищих гармонік, обумовлених процесом модуляції. Важливим фактором вибору значення  $f_n$  у багатьох випадках є необхідність забезпечення його значення в діапазоні частоти більше 20 кГц. При виборі  $f_n$  треба також враховувати рівень робочих напруг інвертора, його потужність й інші параметри. Загальною тенденцією є зростання значень  $p$  для інверторів малої потужності та низьких напруг і навпаки. Тому вибір  $p$  є багатокритеріальною оптимізаційною задачею.

Реалізація ШІМ в інверторах, виконаних на реальних ключових елементах, має загальний недолік, пов'язаний з кінцевим часом закриття ключів. При цьому з ключа, що заново відкривається, і ключа, що закривається, на час його закриття утворюється коло короткого замикання джерела вхідної напруги і через транзистори течуть короткі імпульси великих наскрізних струмів, які збільшують втрати і, якщо їх не обмежити, можуть вивести транзистори з ладу. Тому в реальних схемах між моментами закриття одного транзистора плеча моста та моментом відкриття іншого транзистора цього ж плеча вводиться «мертва» пауза, звичайно порядку однієї мікросекунди.

Інша можливість зниження втрат потужності в транзисторах при перемиканні в інверторі напруги пов'язана з використанням перемикання при нульовій напрузі, як у квазірезонансних перетворювачах постійної напруги в постійну.

Значення амплітуд перших гармонік вихідної напруги визначаються вхідною напругою інвертора  $U_d$  і згідно (2.102) коефіцієнтом глибини модуляції  $\mu$ . При роботі інвертора з  $0 \leq \mu \leq 1$  амплітуда першої гармоніки вихідної напруги  $U_{mab(1)} < U_d$ . Для того, щоб підвищити це значення, не погіршуючи спектрального складу вихідної напруги, застосовуються модифіковані методи синусоїдальної ШІМ. Наприклад, методи, що засновані на порівнянні несучого сигналу трикутної форми з сигналом модуляції трапецеїдальної (рис. 2.59,а) або східчастої (рис. 2.59,б) форм.

Ці методи дозволяють підвищити амплітуду вихідної напруги  $U_{mab(1)}$  на 5...15% у порівнянні з традиційним методом порівняння несучого сигналу трикутної форми з опорним синусоїдальним. При цьому спектральний склад вихідної напруги дозволяє забезпечити ефективну фільтрацію вищих гармонік.

Зменшити рівень височастотних гармонічних складових і тим самим вихідний фільтр можливо у перетворювачах з використанням комбінованої *амплітудно-широтно-імпульсної модуляції (АШІМ)*

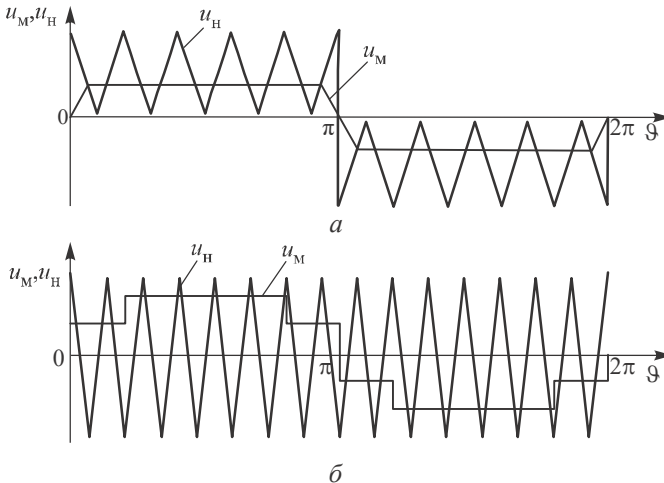


Рис. 2.59  
144



вихідної напруги. На рис. 2.60 наведена структурна схема перетворювача з ШІМ і зсувом пілкоподібних напруг за рівнем.

Задавальний генератор ЗГ виробляє високочастотну напругу  $u_{3Г}$  (рис. 2.61) типу «меандр», яка надходить на вхід блоку генераторів пілкоподібних напруг БГПН, з виходів якого пілкоподібні напруги  $u_{ГПН1}$ ,  $u_{ГПН2}$  зсунуті одна відносно іншої на величину їх амплітуди, подаються на одні входи компараторів К1, К2. На інші входи пода

ється напруга  $u_B$  з випрямляча В. При зміні напруги генератора еталонної напруги ГЕН в інтервалі часу  $0 \dots t_1$  за допомогою компаратора К1 і схеми керування інвертором СК1 на виході інвертора П1 формується широтно-модульована напруга  $u_{П1}$ . З моменту часу  $t_1$  напруга випрямляча В починає перевищувати амплітуду пілкоподібної напруги  $u_{ГПН1}$ , і починає працювати компаратор К2. Широтно-модульована напруга з його виходу аналогічним чином забезпечує керування роботою інвертора І2. В результаті підсумовування напруг  $u_{П1}$ ,  $u_{П2}$  інверторів П1, І2 на виході перетворювача частоти ПЧ формується напруга  $u_{аб}$ , з якої і виділяється амплітудно-широттно-модульований сигнал  $u_{ПЧ}$ .

При необхідності покращення форми вихідної напруги порівняно з розглянутою кількістю керованих інверторних чарунок можна збільшити, що призведе до збільшення кількості східців у вихідній напрузі, і, як наслідок, до зменшення частки широтно-імпульсної напруги. Треба відзначити, що зміною напруги генератора еталонної частоти ГЕН як за амплітудою, так і за частотою можна здійснити відповідне регулювання параметрів вихідної напруги перетворювача. До вад розглянутого типу перетворювачів можна віднести високі вимоги до стабільності амплітуди пілкоподібних напруг, тому що їх можливі зміни призводять до спотворення форми вихідної напруги. Наприклад, при розриві між  $u_{ГПН1}$  і  $u_{ГПН2}$  з'являється зона нечутливості, в якій відсутній зв'язок між поточним значенням еталонної напруги та шириною імпульсів компараторів.

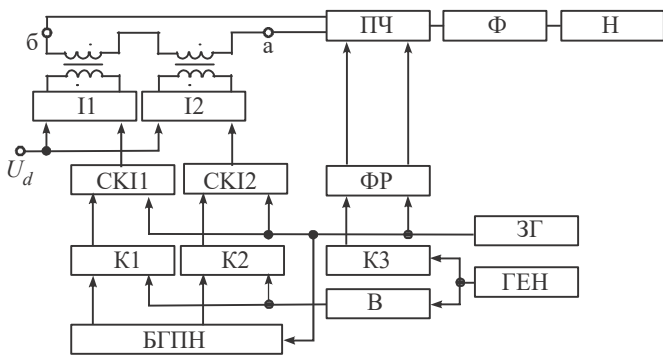


Рис. 2.60

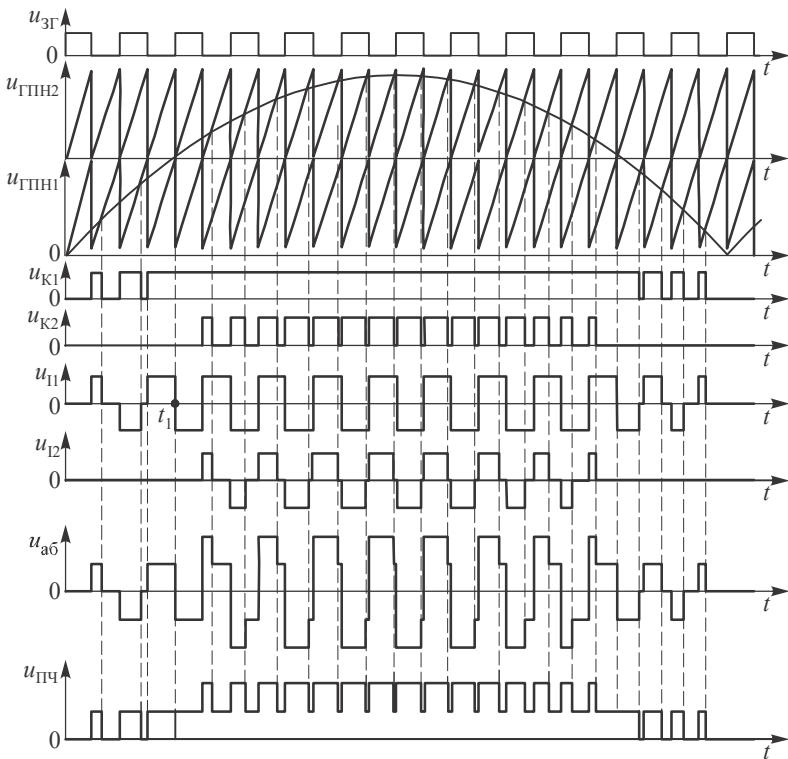


Рис. 2.61  
146

Позбутися цієї вади дозволяють перетворювачі з АШМ і зсувом пилкоподібних напруг за фазою (рис. 2.62).

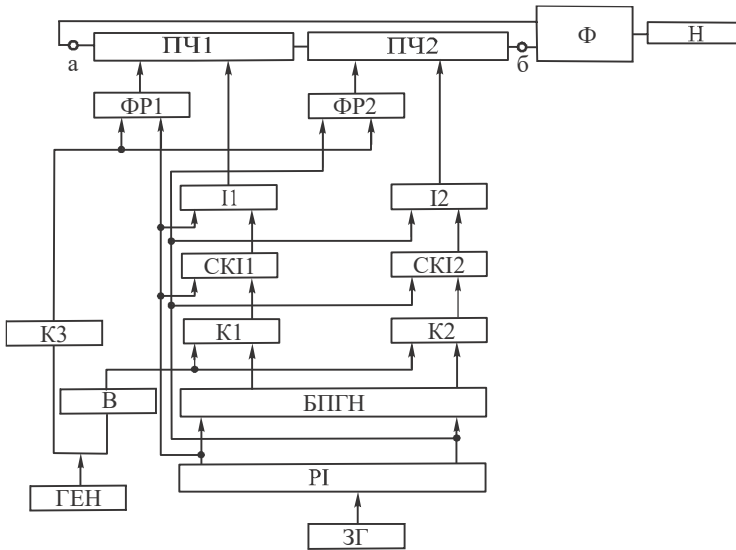


Рис. 2.62

Відмінність від раніше розглянутого перетворювача з АШМ полягає в тому, що блок генераторів пилкоподібних напруг БПН формує пилкоподібні напруги  $u_{ГПН1}$  і  $u_{ГПН2}$ , зсунуті за фазою на півперіод їх прямування (рис. 2.63). При цьому кожний інвертор І1 та І2 навантажений на окремий перетворювач частоти ПЧ1 і ПЧ2. За рахунок послідовного з'єднання вихідних перетворювачів ПЧ1 і ПЧ2 на вході фільтра Ф формується напруга з АШМ  $u_{аб}$ .

Синхронізацію роботи окремих каналів перетворювача з потрібним фазовим зсувом досягають за допомогою розподільника імпульсів РІ.

До додаткових переваг розглянутого перетворювача треба віднести збільшену частоту  $F_{ШМ}$  прямування імпульсів з ШМ на вході фільтра Ф

$$F_{ШМ} = 2F_1N,$$

Де  $F_1$  — частота роботи інверторів,  $N$  — кількість пилкоподібних напруг із взаємним зсувом  $\varphi_N = 360^\circ/N$ .

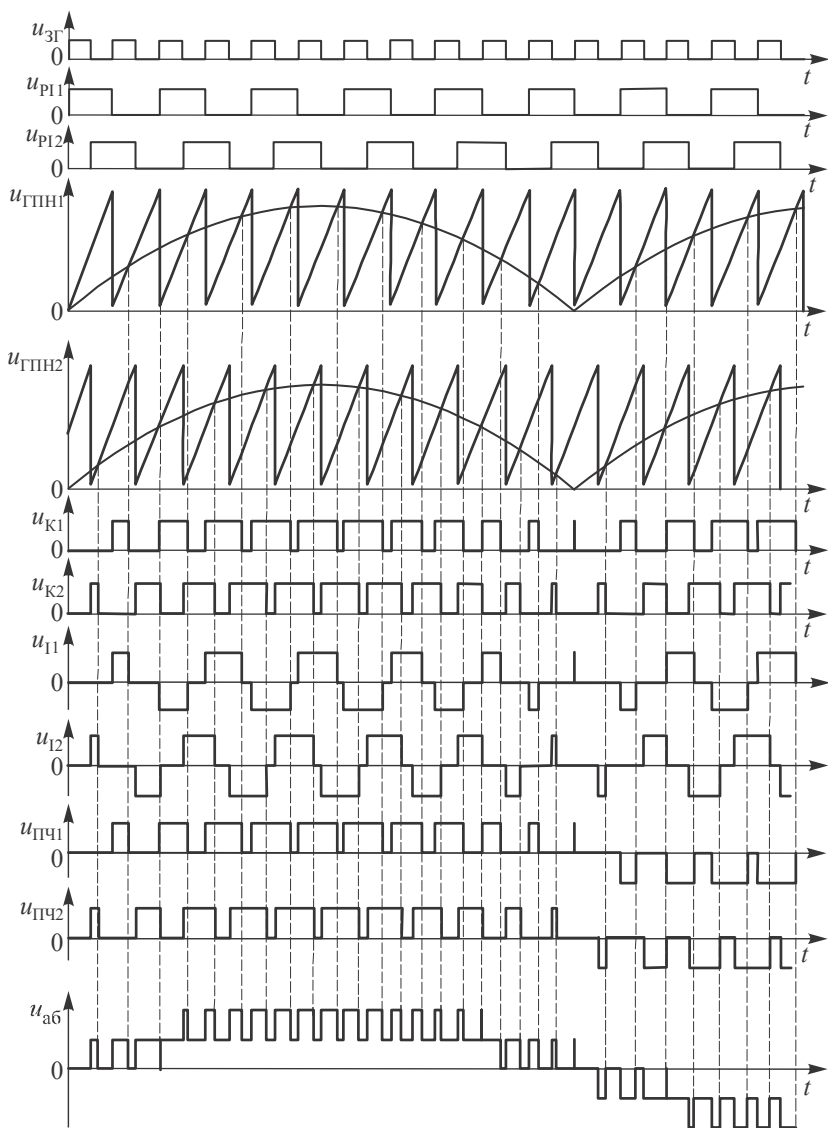


Рис. 2.63

**Трифазні інвертори напруги.** Найпростішою схемою трифазного інвертора напруги є трифазний мостовий інвертор (рис. 2.64, *a*). Навантаження такого інвертора можна з'єднати трикутником або зіркою. Найбільше розповсюдження одержали алгоритми перемикання керованих вентилів (транзисторів, тиристорів) з кутом провідності  $\lambda_{VT} = 180^\circ$  і  $\lambda_{VT} = 120^\circ$ .

При  $\lambda_{VT} = 180^\circ$  (рис. 2.64, *b*) завжди одночасно відкриті три транзистори різних фаз, що забезпечує незалежність форми кривої вихідної напруги на навантаженні при зміні її параметрів. Як видно з алгоритму перемикання транзисторів, у трифазному мостовому інверторі можливі шість незалежних сполучень відкритих станів транзисторів, кожному з яких відповідає своя еквівалентна схема (рис. 2.64, *b*, *z*). З еквівалентних схем видно, що при з'єднанні навантаження зіркою кожна фаза ввімкнена або паралельно іншій фазі та послідовно з третьою, або послідовно з двома іншими фазами, з'єднаними паралельно. Тому до кожної фази

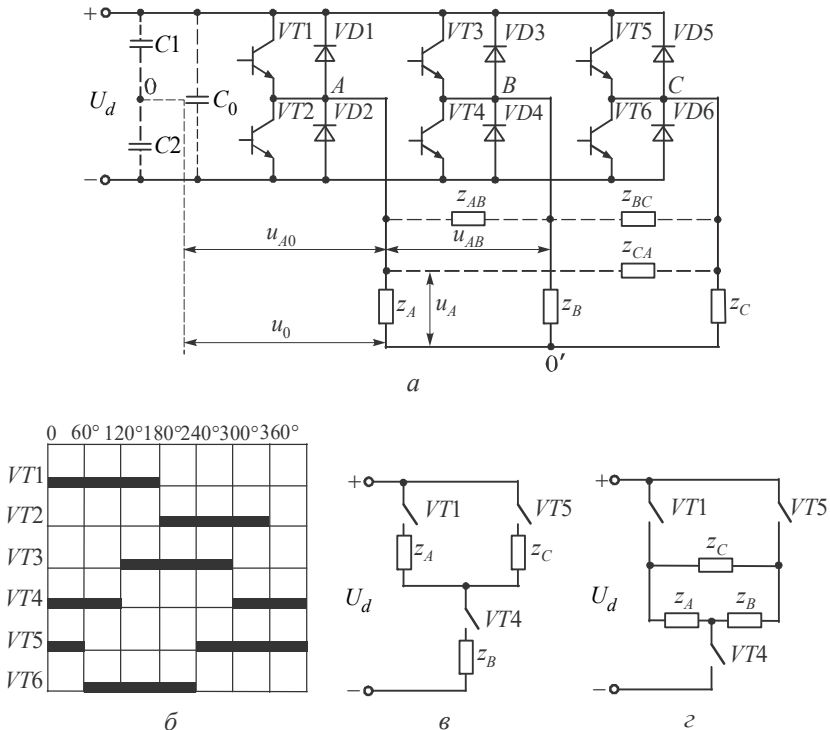


Рис. 2.64  
149

прикладається напруга, яка дорівнює  $U_d/3$  або  $2U_d/3$  (при рівних опорах фаз), і фазна напруга на навантаженні має двоступеневу форму (рис. 2.65).

При навантаженні, з'єднаному трикутником, до кожної фази навантаження прикладається або напруга джерела живлення, або на протязі  $1/6$  частини періоду фаза замкнена сама на себе (закорочена), тобто фазна напруга має прямокутну форму з нульовою паузою (рис. 2.66).

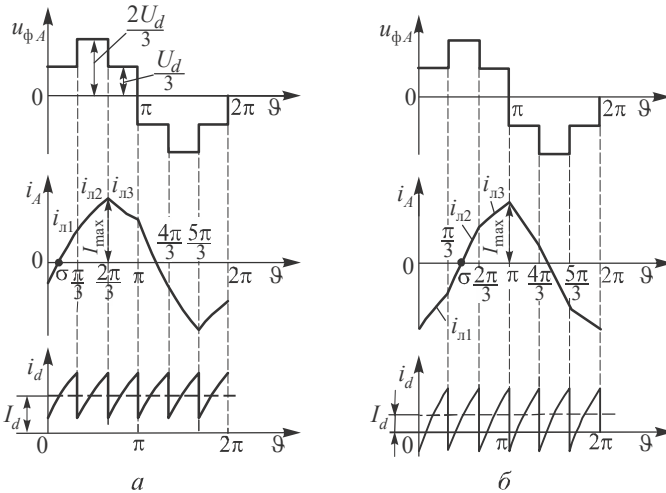


Рис. 2.65

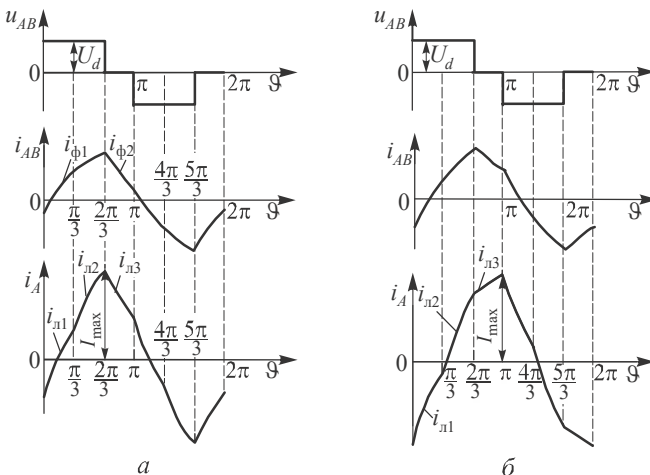


Рис. 2.66

Знаючи форму напруги на навантаженні, можна визначити всі розрахункові співвідношення для трифазного інвертора.

*З'єднання навантаження зіркою.* Діюче значення фазної напруги

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\phi}^2(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{2}U_d/3. \quad (2.107)$$

Миттєве значення струму, наприклад, для фази  $A$

$$i_A(\vartheta) = \frac{U_d}{3r_H} \left[ 1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-k\vartheta} \right] \quad (\text{при } 0 \leq \vartheta \leq \pi/3), \quad (2.108)$$

$$i_A(\vartheta) = \frac{U_d}{3r_H} \left[ 2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-k\vartheta} \right] \quad (\text{при } \pi/3 \leq \vartheta \leq 2\pi/3), \quad (2.109)$$

$$i_A(\vartheta) = \frac{U_d}{3r_H} \left[ 1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-k\vartheta} \right] \quad (\text{при } 2\pi/3 \leq \vartheta \leq \pi). \quad (2.110)$$

Часові діаграми струмів наведені на рис. 2.65 для коефіцієнтів потужності  $\lambda > 0,528$  ( $a$ ) і для  $\lambda < 0,528$  ( $b$ ).

Діюче значення струму навантаження

$$I_{\phi} = I_{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_0 \sqrt{1 - \frac{3}{2k\pi} \cdot \frac{1-a^2}{1-a+a^2}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_0 A, \quad (2.111)$$

де  $A = \sqrt{1 - \frac{3}{2k\pi} \cdot \frac{1-a^2}{1-a+a^2}}$ .

У зв'язку з тим, що відповідна фаза на протязі кожного інтервалу, рівного  $\pi/3$ , ввімкнена послідовно з джерелом живлення, миттєве значення струму кола джерела живлення визначається виразом (2.109).

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = \frac{6}{2\pi} \int_0^{\pi/3} i_d(\vartheta) d\vartheta = \frac{2}{3} I_0 A^2. \quad (2.112)$$

Активна потужність навантаження (для інвертора без втрат)

$$P_H = P_d = U_d I_d = (2/3) U_d I_0 A^2. \quad (2.113)$$

Повна потужність навантаження

$$S_H = 3U_{\phi} I_{\phi} = (2/3) U_d I_0 A. \quad (2.114)$$

Коефіцієнт потужності навантаження

$$\lambda = P_H / S_H = A. \quad (2.115)$$

У перший момент після перемикання (момент закриття транзистора  $VT2$  та відкриття транзистора  $VT1$  на рис. 2.64,б) струм, що підтримується ЕРС самоіндукції цієї фази, зберігає свій попередній напрямок, замикаючись через діод  $VD1$ , транзистор  $VT5$  і фазу  $C$ . Таким чином, струм фази  $A$  складає частину струму фази  $C$ , і від джерела споживається струм, менший на величину цього реактивного струму. При цьому, якщо реактивний струм фази  $A$  (струм  $i_A$ ), що перемикається, більше струму фази  $C$  (струм  $i_C$ ), то в момент комутації струм джерела живлення змінює напрямок (рис. 2.65,б). Якщо інвертор живиться від випрямляча, то на його вході вмикається конденсатор  $C_0$ , який споживає реактивну енергію навантаження і усуває можливі перенапруги.

Струм джерела живлення не змінює свого напрямку, якщо виконується умова

$$|i_A(\vartheta = 0)| \leq |i_C(\vartheta = 0)|. \quad (2.116)$$

Підставляючи у вираз (2.116) значення струмів  $i_A$  виразу (2.108) та  $i_C$  виразу (2.110) в момент часу  $\vartheta = 0$ , знаходимо параметри кола навантаження, при яких реактивний струм фази, що перемикається, не повертається до джерела живлення,

$$\left| \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1-a^2)(1+a)}{1+a^3} \right| \leq \left| \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1-a^2)(2-a)}{1+a^3} \right|,$$

звідки  $a \leq 1/2$ , тобто  $0,66 \leq k \leq \infty$ .

Підставляючи значення  $k$  у вираз (2.115), маємо

$$0,528 \leq \lambda \leq 1. \quad (2.117)$$

Таким чином, при значеннях параметрів кола навантаження, що відповідають умові (2.117), реактивний струм навантаження повністю обмінюється між фазами. Враховуючи, що для даної кривої фазної напруги коефіцієнт спотворення  $\nu = 0,955$ , граничне значення коефіцієнта зсуву за першою гармонікою дорівнює  $\cos \varphi_{(1)гр} = \lambda_{гр} / \nu = 0,528 / 0,955 = 0,552$ .



При  $0 \leq \lambda \leq 0,528$  струм у колі навантаження змінює напрямок, при цьому лише частина реактивного струму фази, що перемикається, відгалужується в іншу фазу, а решта струму протікає через джерело живлення. При цьому величину ємності конденсатора  $C_0$ , ввімкненого на вході інвертора, можна визначити, як і для однофазного інвертора, з виразу

$$i_C(t) = C(du_C/dt) = -i_A(t).$$

$$C_{0\max} = \frac{U_d T_H}{3r_H \Delta U_C} (-1 + 2 \ln 2). \quad (2.118)$$

Максимальне значення струму через транзистори при  $0,528 \leq \lambda \leq 1$  визначається значенням, наприклад,  $i_A(\vartheta)$  з виразу (2.109) при  $\vartheta = \pi/3$  (див. рис. 2.65,а)

$$I_{\max} = \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1-a^2)(2-a)}{1+a^3}. \quad (2.119)$$

При  $0 \leq \lambda \leq 0,528$  максимальне значення струму визначають з виразу (2.110) при  $\vartheta = \pi/3$  (див. рис. 2.65,б)

$$I_{\max} = \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1+a)(1-a^2)}{1+a^3}. \quad (2.120)$$

При розрахунку інвертора велике значення має правильний вибір керованих вентилів і зворотних діодів, який проводять за середнім та діючим значеннями струму вентиля. Лінійний струм змінює напрямок у точці  $\sigma$  (див. рис. 2.65,а, б), яку знаходять з виразів (2.109) при  $\lambda > 0,528$  та (2.110) при  $\lambda < 0,528$ ,

$$\sigma = \frac{1}{k} \ln \frac{2+a-a^2}{1+a^3}, \quad (2.121)$$

$$\sigma = \frac{1}{k} \ln \frac{1+2a+a^2}{1+a^3}. \quad (2.122)$$

Для знаходження струмів треба скористуватися рис. 2.65,а, б, з яких видно, що струм через зворотні діоди протікає на інтервалі  $0 \leq \vartheta \leq \sigma$ , а через керовані вентилялі — на інтервалі  $0 \leq \vartheta \leq \pi$ , тобто роз-

поділ струмів між керованими вентилями та зворотними діодами залежить від величини  $\lambda$ .

З'єднання навантаження трикутником. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_{\phi} = U_{\pi} = \sqrt{2/3}U_d. \quad (2.123)$$

Миттєві значення фазних струмів (рис. 2.66,а, б) знаходять так само, як і при з'єднанні навантаження зіркою,

$$i_{AB}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_{\text{н}}} \left( 1 - \frac{1+a}{1+a^3} e^{-k\vartheta} \right) \quad (\text{при } 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3), \quad (2.124)$$

$$i_{AB}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_{\text{н}}} \left( \frac{1-a^2}{1+a^3} e^{-k\vartheta} \right) \quad (\text{при } 2\pi/3 \leq \vartheta \leq \pi). \quad (2.125)$$

Аналогічно визначають фазні струми  $i_{CA}(\vartheta)$  і  $i_{BC}(\vartheta)$  з урахуванням кута зсуву фаз  $\vartheta = 2\pi/3$ .

Підсумовуючи відповідні фазні струми, одержуємо лінійний струм, що протікає через вентилі на трьох інтервалах,

$$i_A(\vartheta) = i_{CA}(\vartheta) - i_{AB}(\vartheta) \quad (\text{при } 0 \leq \vartheta \leq \pi/3),$$

$$i_A(\vartheta) = i_{AB}(\vartheta) - i_{BC}(\vartheta) \quad (\text{при } \pi/3 \leq \vartheta \leq 2\pi/3),$$

$$i_A(\vartheta) = i_{BC}(\vartheta) - i_{CA}(\vartheta) \quad (\text{при } 2\pi/3 \leq \vartheta \leq \pi).$$

Порівнюючи одержані вирази з виразами (2.108)...(2.110), знаходимо, що значення лінійних струмів при з'єднанні навантаження трикутником і зіркою розрізняються тільки коефіцієнтом  $1/3$ , тобто

$$i_{A\lambda}(\vartheta) = \frac{1}{3} i_{A\Delta}(\vartheta)$$

У зв'язку з тим, що навантаженням трифазних інверторів, як правило, є асинхронний двигун, для визначення степені погіршення його робочих характеристик при живленні несинусоїдальною напругою треба розкласти криву вихідної напруги в гармонічний ряд і, визначивши вплив кожної гармоніки окремо, знайти результуючі характеристики.

При з'єднанні навантаження зіркою вирази для миттєвих значень фазних напруг і струмів відповідно приймають вигляд

$$u_A(\vartheta) = \frac{2U_d}{3\pi} \sum_{q=1}^{\infty} D \sin q\vartheta, \quad (2.126)$$

$$\text{де } D = \frac{1 - (-1)^q + 2 \sin \frac{\pi q}{2} \sin \frac{\pi q}{6}}{q};$$

$$i_A(\vartheta) = \frac{2U_d}{3\pi} \sum_{q=1}^{\infty} E \sin(q\vartheta - \varphi_{(q)}), \quad (2.127)$$

$$\text{де } E = D / \sqrt{r_H^2 + (q\omega L_H)^2}; \quad \varphi_{(q)} = \arctg(q\omega L_H / r_H).$$

При з'єднанні навантаження трикутником

$$u_{AB}(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left[ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin(6k+1)\vartheta}{6k+1} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(6k-1)\vartheta}{6k-1} \right], \quad (2.128)$$

де  $q = 6k + 1$ ,  $q = 6k - 1$  — номер гармоніки.

З виразів (2.126) і (2.128) видно, що у вихідній напрузі трифазного мостового інвертора відсутні гармоніки, кратні трьом.

Для розрахунку інвертора треба знати зв'язок основних величин, які характеризують режими навантаження та інвертора, з характеристиками навантаження при синусоїдальній живильній напрузі.

Діюче значення 1-ї гармоніки струму навантаження

$$I_{(1)H} = (k_1 U_d / r_H) \cos \varphi_{(1)},$$

де  $k_1 = \sqrt{2}/\pi$  — коефіцієнт для з'єднання навантаження зіркою;

$k_1 = \sqrt{6}/\pi$  — коефіцієнт для з'єднання навантаження трикутником.

Коефіцієнт потужності навантаження

$$\lambda = \cos \varphi_{(1)} A \sqrt{k^2 + 1} / k.$$

**З'єднання навантаження зіркою.** Максимальне значення струму через транзистори:

при  $0,528 \leq \lambda \leq 1,0$

$$I_{\max} = 0,74 I_{(1)H} \frac{(2-a)(1-a)}{\cos \varphi_{(1)} (1-a+a^2)},$$

при  $0 \leq \lambda \leq 0,528$

$$I_{\max} = 0,74 I_{(1)H} \frac{1-a^2}{\cos \varphi_{(1)} (1-a+a^2)}.$$

Діюче значення несинусоїдального фазного та лінійного струмів

$$I_{\phi} = I_{\pi} = 1,05I_{(1)H} \lambda / \cos \varphi_{(1)} .$$

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = 1,48I_{(1)H} \lambda^2 / \cos \varphi_{(1)} .$$

**З'єднання навантаження трикутником.** Максимальне значення струму через транзистори:

при  $0,528 \leq \lambda \leq 1,0$

$$I_{\max} = 1,28I_{(1)H} \frac{(2-a)(1-a)}{\cos \varphi_{(1)} (1-a+a^2)} ;$$

при  $0 \leq \lambda \leq 0,528$

$$I_{\max} = 1,28I_{(1)H} \frac{1-a^2}{\cos \varphi_{(1)} (1-a+a^2)} .$$

Діюче значення несинусоїдального фазного струму

$$I_{\phi} = 1,05I_{(1)H} \lambda / \cos \varphi_{(1)} .$$

Діюче значення несинусоїдального лінійного струму

$$I_{\pi} = 1,82I_{(1)H} \lambda / \cos \varphi_{(1)} .$$

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = 2,56I_{(1)H} \lambda^2 / \cos \varphi_{(1)} .$$

При тривалості відкритого стану транзисторів  $\lambda_{VT} = 120^\circ$  у трифазному мостовому інверторі одночасно відкриті лише два транзистори (рис. 2.67,а). Проте, як і для випадку  $\lambda_{VT} = 180^\circ$ , тут також можливі 6 незалежних сполучень відкритих станів транзисторів, кожному з яких відповідає своя еквівалентна схема (рис. 2.67,б, в).

З еквівалентних схем видно, що при активному навантаженні з'єднаному зіркою (рис. 2.67,б) одна фаза відімкнена, а дві інші з'єднані послідовно, тобто фазна напруга має прямокутну форму з паузою тривалістю  $60^\circ$ , як і при навантаженні, з'єднаному трикутником і  $\lambda_{VT} = 180^\circ$ . Максимальне значення фазної напруги дорівнює  $U_d/2$ . При з'єднанні активного навантаження трикутником (рис. 2.67,в) до кожної фази прикладається напруга, яка дорівнює  $U_d$  та  $U_d/2$ , тому

до однієї фази підмикаються дві інші, з'єднані послідовно. Фазна напруга має таку саму форму, як і для випадку  $\lambda_{VT} = 180^\circ$  і з'єднанні навантаження зіркою.

При активно-індуктивному навантаженні форма фазної напруги змінюється при з'єднанні навантаження як трикутником, так і зіркою. Розглянемо це на прикладі з'єднання навантаження зіркою. За початок відліку приймаємо момент закриття транзистора  $VT5$  і відкриття транзистора  $VT1$  (рис. 2.67,*a*). При активно-індуктивному навантаженні струм  $i_C$ , який підтримується ЕРС самоіндукції, продовжує протікати у тому ж напрямку, що і до закриття транзистора  $VT5$ , замикаючись через зворотний діод  $VD6$ , і підключає фазу  $C$  паралельно фазі  $B$  (рис. 2.67,*з*). Якщо енергія, яка накопичена в індуктивності фази навантажен-

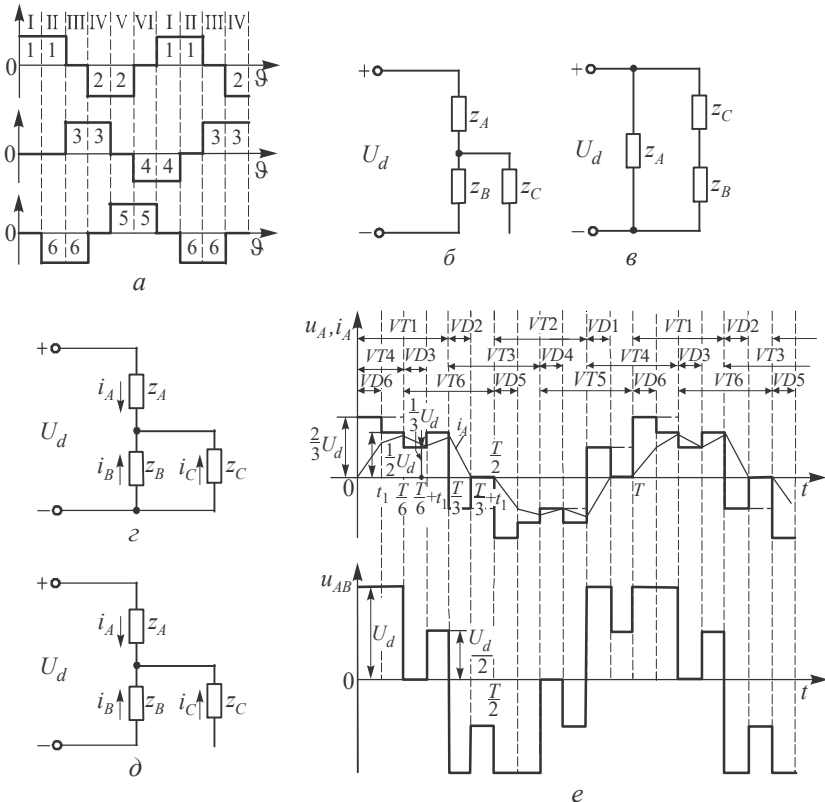


Рис. 2.67  
157

ня, розсіюється менше, ніж за час  $T/6$ , то після спадання її струму до нуля дві інші фази будуть з'єднані послідовно (рис. 2.67,д); при цьому зміна параметрів навантаження призведе до зміни форми напруги (рис. 2.67,е).

Параметри кола навантаження, при яких час розсіювання енергії менший, ніж  $t_1 \leq T/6$ , визначаються з виразу

$$T_n \ln \frac{5-4a}{2-a} \leq \frac{T}{6}. \quad (2.129)$$

Підставивши в (2.129) значення  $a$  з виразу (2.76), одержуємо  $a \leq 0,5$ . При зміні  $k$  від 0 до  $\infty$  величина  $a$  буде змінюватися від 1 до 0. При  $a = 0,5$ , що відповідає  $t_1 = T/6$ , з виразу (2.76) знаходимо:  $k = (3 \ln 2)/\pi \approx 0,66$ . Тоді при  $k < 0,66$ , що відповідає  $\lambda \leq 0,528$ , форма фазної напруги стає такою ж, як і при куті провідності транзисторів  $\lambda_{VT} = 180^\circ$ .

Якщо при  $\lambda_{VT} = 120^\circ$  через  $\tau = \omega t_1$  позначити час протікання струму через зворотні діоди, то діючі значення фазної  $U_A$  та лінійної  $U_{AB}$  напруг визначаються з виразів

$$\begin{aligned} U_A &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \frac{2U_d}{3} \right)^2 \cdot \tau + 2 \left( \frac{U_d}{2} \right)^2 \left( \frac{\pi}{3} - \tau \right) + 2\tau \left( \frac{U_d}{3} \right)^2 \right]} = \\ &= U_d \sqrt{\frac{\pi + \tau}{6\pi}}. \end{aligned} \quad (2.130)$$

$$U_{AB} = U_d \sqrt{\frac{\pi + \tau}{2\pi}}. \quad (2.131)$$

З виразів (2.130) і (2.131) видно, що при  $k > 0,66$  зміна часу протікання струму через зворотні діоди призводить до зміни величини та форми фазної та лінійної напруг, тоді як при  $\lambda_{VT} = 180^\circ$  вони не змінюються.

Для того, щоб форма кривої вихідної напруги не залежала від параметрів навантаження на всіх інтервалах періоду вихідної частоти, у відкритому стані повинні знаходитися три транзистори. Як і в однофазному мостовому інверторі, для одержання нульової паузи в кривій вихідної напруги повинні бути одночасно відкриті транзистори, які

з'єднані колекторами ( $VT1$ ,  $VT3$ ,  $VT5$ ) або з'єднані емітерами ( $VT2$ ,  $VT4$ ,  $VT6$ ).

При зниженні робочої частоти для зменшення нерівномірності обертowego моменту двигуна, що живиться від інвертора, треба збільшувати кількість імпульсів у кривій вихідної напруги. Кількість імпульсів у кривих лінійної та фазної напруг при цьому може бути відповідно  $K_{\text{лн}} = 4, 8, 12, 16, 20, 24, \dots$ ,  $K_{\text{фн}} = 3/2 K_{\text{лн}} = 6, 12, 18, 24, 30$ , тобто кратною 4 і 6.

На рис. 2.68,а, б наведені алгоритми перемикання транзисторів при кількості імпульсів за період  $K_{\text{лн}} = 4$ , які характеризуються «симетричним» перемиканням усіх шістьох транзисторів і дозволяють одержати однакове завантаження вентилів за струмом. Дані алгоритми забезпечують незалежність форми кривої вихідної напруги (рис. 2.68,в, г) інвертора при будь-якому навантаженні і у всьому діапазоні регулювання кута  $\alpha$ . При алгоритмі перемикання, який відповідає рис. 2.68,а, для створення паузи в кривій вихідної напруги завжди закривається транзистор «поєдновано ввімкненої фази» (навантаження з'єднане зіркою), а при алгоритмі перемикання, який відповідає рис. 2.68,б, — два транзистори однієї групи, через які дві фази навантаження були ввімкнені паралельно одна одній.

Гармонічний склад вихідної напруги, що складається у загальному випадку з  $K_{\text{лн}}$  однакових імпульсів тривалістю  $\alpha$  і висотою  $U_d$  (рис. 2.68,в), визначається виразом

$$u_{AB}(\vartheta) = A_{(q)m} \cos \left[ q\vartheta - \left( \frac{K_{\text{лн}}}{2} - 1 \right) \frac{2}{3} \cdot \frac{q\pi}{K_{\text{лн}}} \right],$$

де  $A_{(q)m} = \frac{4U_d \sin \frac{q\alpha}{2} \cdot \sin(\pi q/3)}{\pi q \sin(2\pi q/3K_{\text{лн}})}$  — амплітуда гармонічних складових;

$q = 1, 3, 5, 7, \dots$ .

Діапазон зміни кута  $\alpha$  для значень  $K_{\text{лн}} = 4, 8, 12, 16$  відповідно дорівнює  $60^\circ, 30^\circ, 20^\circ$  і  $15^\circ$ .

При використанні автономного інвертора напруги з широтно-імпульсним регулюванням для створення електропривода з широким діапазоном регулювання частоти та забезпечення прийнятної гармо-

нічного складу вихідної напруги повний діапазон регулювання частоти звичайно розбивають на декілька піддіапазонів. В області низьких частот криву вихідної напруги формують з більшою кількістю імпульсів ( $K_{\text{ЛН}} = 12, 16$  або  $20$ ), а на верхньому піддіапазоні — з  $K_{\text{ЛН}} = 4$  або  $2$ . Тим самим забезпечуються сприятливі умови роботи двигуна та інвертора в частотному діапазоні від  $2 \dots 5$  до  $200 \dots 300$  Гц.

Трифазний інвертор напруги може бути побудований з трьох однофазних інверторів (рис. 2.69,а). Керування транзисторами однофаз-

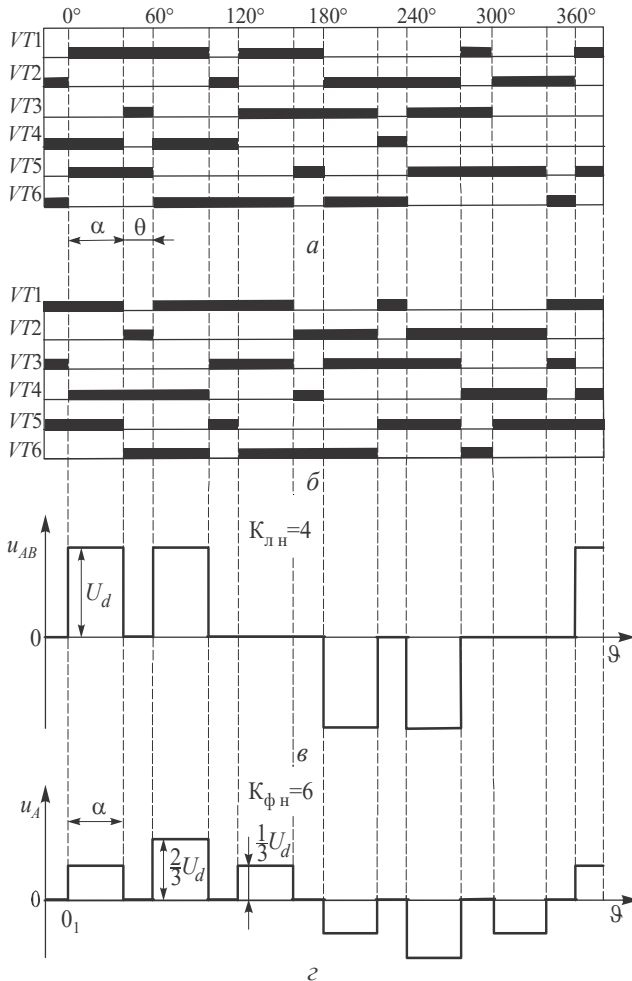


Рис. 2.68  
160



них інверторів здійснюється з фазовим зсувом на  $120^\circ$ .

На рис. 2.69, б, в наведені часові діаграми вихідної напруги відпо-

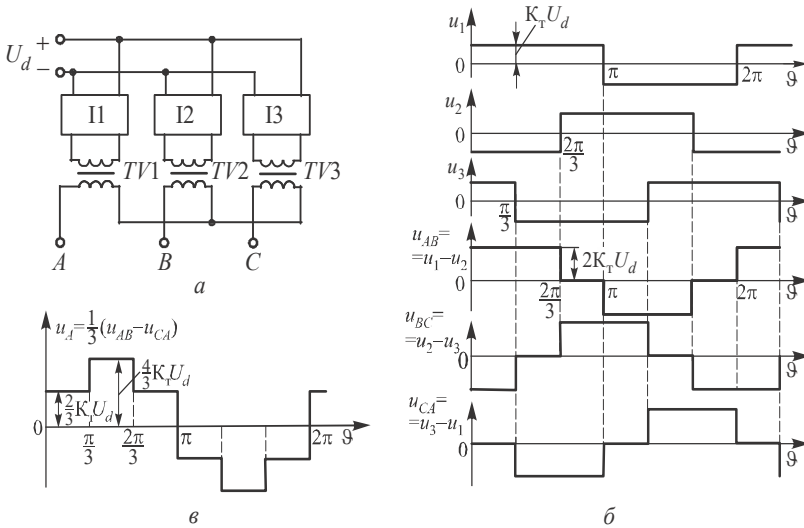


Рис. 2.69

відно для з'єднання навантаження трикутником і зіркою.

Поліпшити гармонічний склад кривої вихідної напруги трифазного мостового інвертора, так як і однофазного інвертора, можна шляхом багатократної комутації (додатковими комутаціями) транзисторів за півперіод. На рис. 2.70, а наведений алгоритм перемикання транзисторів і форма фазної напруги трифазного мостового інвертора при з'єднанні навантаження зіркою та двох додаткових комутаціях за півперіод. Амплітуду  $q$ -ї гармоніки ( $q = 2k + 1, k = 0, 1, 2, \dots$ ) можна визначити з виразу

$$U_{(q)m} = \frac{4U_d}{3\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \left[ 1 + (-1)^k \sin\left(2k+1\right) \frac{\pi}{6} \right] \left[ 2 \cos(2k+1)\alpha - 1 \right].$$

При  $\alpha = 12^\circ$  у кривій напруги відсутня 5-а гармоніка, а відносний вміст 7-ї гармоніки дорівнює  $K_{(7)} = 0,118$ . Якщо  $\alpha = 10,5^\circ$ , то  $K_{(5)} = 0,045$ , а  $K_{(7)} = 0,062$ .

При чотирьох додаткових комутаціях (рис. 2.70, б) амплітуду  $q$ -ї гармоніки можна визначити з виразу

$$U_{(q)m} = \frac{4U_d}{3\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \left[ 1 + (-1)^k \sin \frac{\pi}{6} (2k+1) \right] \times \\ \times \left[ 1 - 4 \sin \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} (2k+1) \sin \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2} (2k+1) \right].$$

Як і в однофазному інверторі при  $\alpha_1 = 16,25^\circ$  і  $\alpha_2 = 22,07^\circ$ , у кривій напруги відсутні 5- та 7-а гармоніки.

Поліпшити гармонічний склад кривої вихідної напруги можна за рахунок застосування багатофазних схем, що складаються з  $N$  однотипних інверторних блоків, працюючих із взаємним фазовим зсувом  $2\pi/(pN)$ , вихідні напруги яких підсумовуються. При цьому для одержання еквівалентного  $pN$ -пульсного інвертора при підсумовуванні треба зсувати напругу кожного  $M$ -го блоку ( $M = 1, \dots, N$ ) на кут  $2\pi(M-1)/(pN)$  відносно першого блоку.

На рис. 2.71,а наведена схема еквівалентного 12-фазного ( $pN = 12$ ) інвертора з двома інверторними блоками, що являють со-

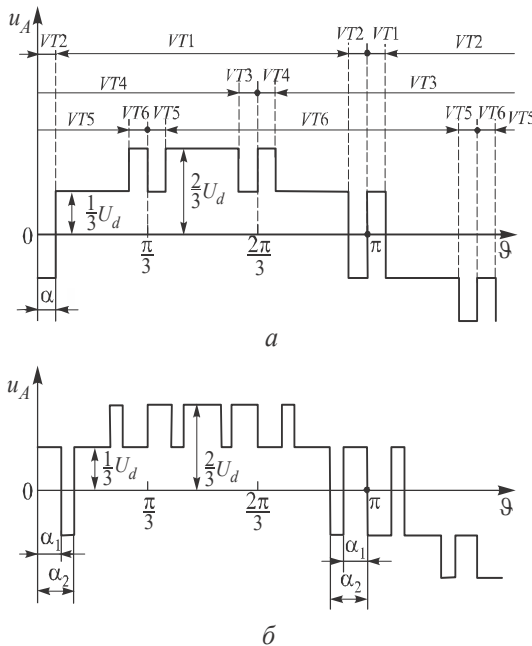


Рис. 2.70  
162

бою трифазний мостовий інвертор, а на рис. 2.71,б часові діаграми вихідних напруг. Для того, щоб у вихідній напрузі були відсутні 5-а та 7-а гармоніки, треба вибирати  $w_2/w_1 = 1/\sqrt{3}$ . Вихідна напруга  $u_{AB}(\vartheta) = u_{ab}(\vartheta) + (1/\sqrt{3})[u_{a'b'}(\vartheta) - u_{b'c'}(\vartheta)]$ .

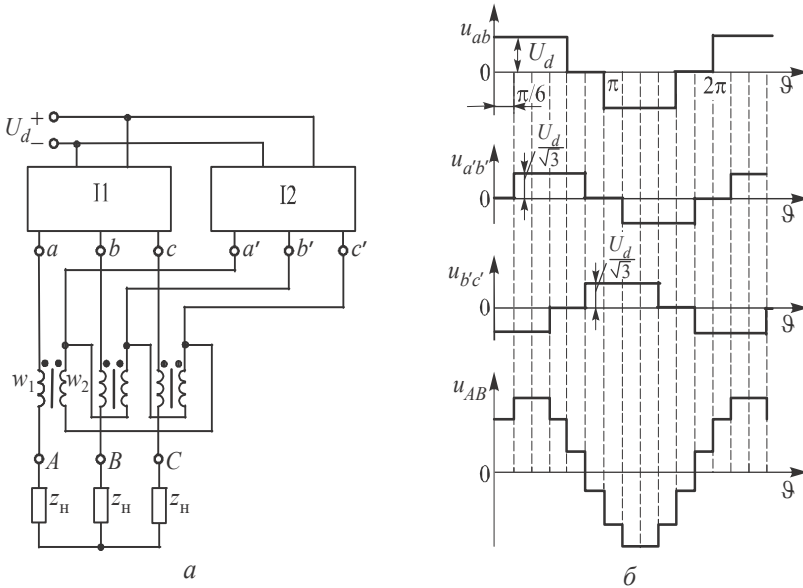


Рис. 2.71

У розглянутому багатофазному інверторі фазовий зсув між інверторними блоками складає  $30^\circ$ . Якщо у кожному з інверторів застосовувати чотири додаткових комутації (рис. 2.72), то амплітуду  $q$ -ї гармоніки можна визначити з виразу

$$U_{(q)m} = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \left[ 1 - 4 \sin \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2} (2k+1) \sin \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} (2k+1) \right] \times \left[ \frac{1}{3} \left\{ 1 + (-1)^k \sin(2k+1) \frac{\pi}{6} + \frac{1}{\sqrt{3}} (-1)^k \sin(2k+1) \frac{\pi}{3} \right\} \right].$$

З цього виразу випливає, що при  $\alpha_1 = 8,22^\circ$  і  $\alpha_2 = 10,95^\circ$  у кривій вихідної напруги будуть присутні гармоніки: 1, 23, 25, 35, ...

Як і в однофазному, так і в трифазному інверторі для поліпшення гармонічного складу кривої вихідної напруги можна застосувати ШІМ, використовуючи в якості опорних модулюючих сигналів синусоїдальні сигнали та сигнали несучої частоти трикутної форми.

Як було розглянуто раніше, у трифазному мостовому інверторі є шість станів транзисторів (рис. 2.64). У процесі модуляції у схемі має місце вісім станів транзисторів  $VT1...VT6$  (табл. 2.4) (нумерація станів не має принципового значення, але послідовність її повинна суворо відповідати порядку чергування напруг  $u_A, u_B, u_C$ ). У станах VII і VIII вихідна напруга дорівнює нулю, тому що одночасно відкриті транзистори, у яких разом з'єднані колектори (стан VII) або емітери (стан VIII). Зміна станів транзисторів у часі відбувається в залежності від

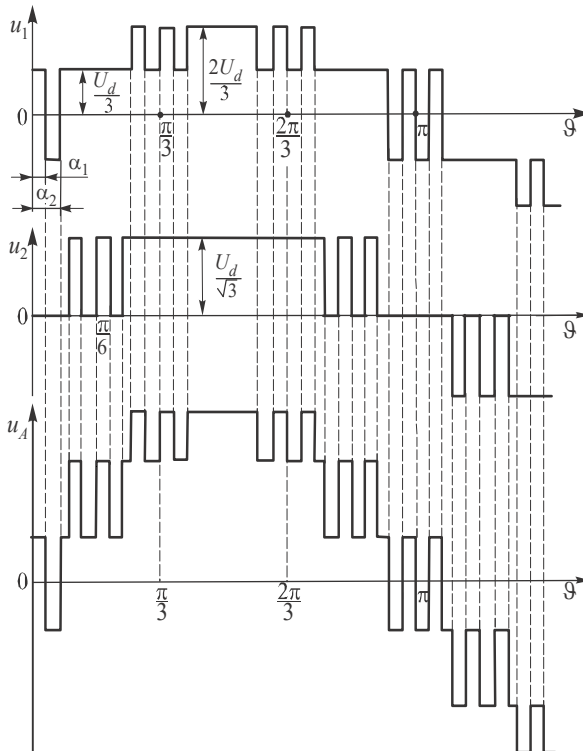


Рис. 2.72  
164

Таблиця 2.4

Номер стану	Стан транзисторів						Значення напруг			Просторовий вектор
	VT1	VT3	VT5	VT2	VT4	VT6	$u_{A0}$	$u_{B0}$	$u_{AB}$	
VIII	000	0	0	0	1	1	0	0	0	$U_i = \frac{2}{3} e^{j(i-1)\pi/3}$ , для $i=1, \dots, 6$
I	100	1	0	0	1	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d$	
II	110	1	1	0	0	1	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	0	$\frac{2}{3} U_d$
III	010	0	1	0	1	0	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-U_d$	$\frac{2}{3} U_d$
IV	011	0	1	1	1	0	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-U_d$	$\frac{2}{3} U_d$
V	001	0	0	1	1	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0	$\frac{2}{3} U_d$
VI	101	1	0	1	0	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d$	$\frac{2}{3} U_d$
VII	111	1	1	1	0	0	0	0	0	0

поточних значень опорного та несучого сигналів. На рис. 2.73 наведені часові діаграми формування лінійної напруги на виході інвертора.

З урахуванням вибору спільної точки (див. рис. 2.64,*a*) лінійна напруга  $u_{AB}$  дорівнює різниці фазних напруг  $u_{A0}$  і  $u_{B0}$ , тобто

$u_{AB} = u_{A0} - u_{B0}$ . Напруги фаз  $u_{A0}$  і  $u_{B0}$  можуть приймати наступні значення:

— на інтервалах відкритого стану  $VT1$  фаза  $A$  з'єднана з шиною  $+U_d$  і  $u_{A0} = U_d/2$ , а на інтервалах з відкритим станом  $VT2$  фаза  $A$  з'єднана з шиною  $-U_d$  і  $u_{A0} = -U_d/2$ ;

— на інтервалах з відкритим станом  $VT3$  і  $VT4$  для фази  $B$   $u_{B0} = U_d/2$  і  $u_{B0} = -U_d/2$ .

Умови зміни станів транзисторів  $VT1$  і  $VT3$  на інтервалі позитивних півхвиль напруг:

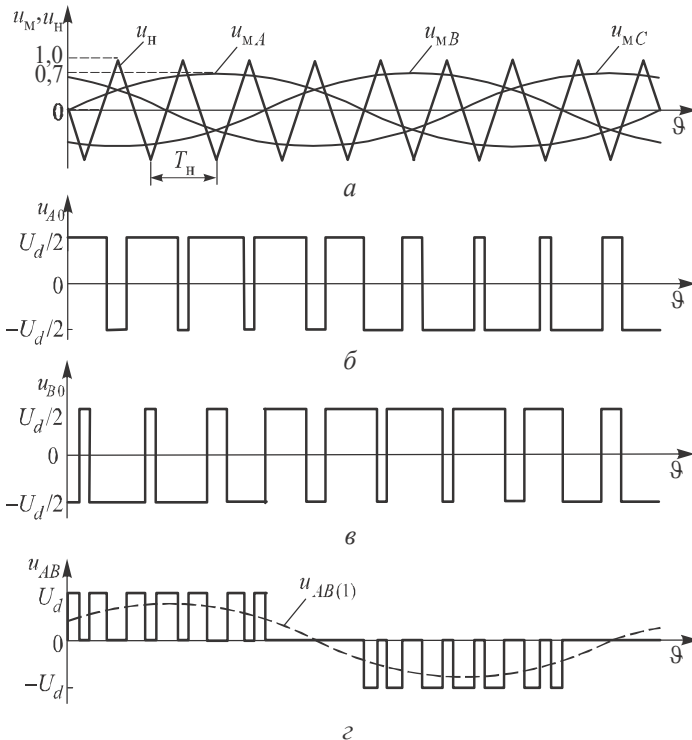


Рис. 2.73  
166

$u_{mA}(\vartheta) > u_n(\vartheta)$  VT1 відкритий;  $u_{mA}(\vartheta) < u_n(\vartheta)$  VT1 закритий;  
 $u_{mB}(\vartheta) > u_n(\vartheta)$  VT3 відкритий;  $u_{mB}(\vartheta) < u_n(\vartheta)$  VT3 закритий.

На інтервалах негативних півхвиль  $u_{mA}$ ,  $u_{mB}$  умови зміни станів слушні для транзисторів VT2 (фаза A) і VT4 (фаза B). При цьому в позитивний півперіод напруг  $u_{mA}$  і  $u_{mB}$  потенціали фаз A і B дорівнюють  $U_d/2$  при відкритих транзисторах VT1 та VT3 і дорівнюють  $-U_d/2$  при закритих транзисторах. На інтервалах негативних півхвиль потенціали фаз A і B змінюються від  $-U_d/2$  до  $U_d/2$  залежно від станів транзисторів (див. табл. 2.4).

Амплітуда першої гармоніки лінійною напруги інвертора при глибині модуляції  $0 < \mu < 1$

$$U_{mAB(1)} = \sqrt{3}\mu U_d/2.$$

При переході в режим надмодуляції ( $\mu > 1$ ) амплітуда першої гармоніки лінійної напруги зростає до значення

$$U_{mAB(1)} = 2\sqrt{3}U_d/\pi.$$

У зв'язку з тим, що в частотному спектрі лінійної напруги відсутні гармоніки кратні трьом, частоту несучого сигналу вибирають кратною трьом відносно непарних чисел ( $p = 9, 15, 21, \dots$ ), округлюючи при малих значеннях  $p$  до цілого числа.

Розглянута математична модель трифазного мостового інвертора напруги побудована у фазних координатах, які є природними і дають реальні напруги і струми в моделі та реальній установці. Проте модель у фазних координатах має недоліки: важкість розрахунку електромагнітних процесів у моделі, коли навантаження вміщує змінні параметри (машини змінного струму); кількість каналів керування інвертора (три модулюючих сигнали при ШІМ) перевищує кількість змінних, що незалежно регулюються (струми двох фаз навантаження, тому що струм третьої фази однозначно визначається через струми двох фаз у відповідності з першим законом Кірхгофа).

Ці недоліки природних координат можна усунути повністю або частково, якщо перейти до моделі інвертора в ортогональній системі

координат (моделі інвертора в площині комплексного змінного або моделі інвертора для результуючих (просторових) векторів).

Трифазна збалансована система вихідних напруг інвертора

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \sin \vartheta; \\ u_B &= U_m \sin \left( \vartheta - \frac{2\pi}{3} \right); \\ u_C &= U_m \sin \left( \vartheta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

володіє властивістю  $u_A + u_B + u_C = 0$ .

*Просторовий (результуючий) вектор* у комплексній площині для вихідної напруги інвертора в нерухомій системі  $\alpha, \beta$ -координат за умови, що вектор напруги фази  $A$  співпадає з віссю дійсних чисел  $\alpha$  (рис. 2.74) (система трифазних векторів напруги обертається з коловою швидкістю  $\omega$ ), зображується у вигляді

$$\begin{aligned} \bar{U}_p &= k_{\text{пер}}(a^0 u_A + a^1 u_B + a^2 u_C) = \\ &= u_A + j \frac{u_B - u_C}{\sqrt{3}} = u_A + j \frac{u_{BC}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (2.132)$$

де  $a^0 = 1$ ;  $a^1 = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$ ;

$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$  — одиничні оператори пово-

роту на  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  і  $240^\circ$ ;  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  — миттєві значення вихідних напруг;  $U_{p\alpha}$ ,  $U_{p\beta}$  — проекції просторового вектора відповідно на вісі  $\alpha, \beta$ ;  $k_{\text{пер}}$  — коефіцієнт перетворення, який залежить від обраних співвідношень між модулями векторів на комплексній площині  $\bar{U}_p$ .

Якщо прийняти рівними значення модулів просторового вектора  $U_{pm}$  і модулів векторів збалансованої трифазної системи  $U_m = U_{Am} = U_{Bm} = U_{Cm}$  для моменту співпадіння вектора  $U_{p\alpha}$  з віссю  $\alpha$  ( $\vartheta = 0$ ), можна записати наступні значення координат векторів, що розглядаються, у комплексній площині (рис. 2.74)



$$\left. \begin{aligned} U_{p\alpha} &= U_m = k_{\text{пер}} (u_{A\alpha} + u_{B\alpha} + u_{C\alpha}) = \\ &= k_{\text{пер}} \left( U_m + \frac{1}{4} U_m + \frac{1}{4} U_m \right) = k_{\text{пер}} \left( \frac{3}{2} U_m \right); \\ U_{p\beta} &= 0 + j \frac{\sqrt{3}}{4} U_m - j \frac{\sqrt{3}}{4} U_m = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.133)$$

З виразу (2.133) визначаємо, що для випадку з'єднання фаз інвертора в зірку  $k_{\text{пер}} = 2/3$ .

Якщо трифазна система інвертора зображується у вигляді діючих значень лінійних напруг,  $k_{\text{пер}} = \sqrt{2/3}$ .

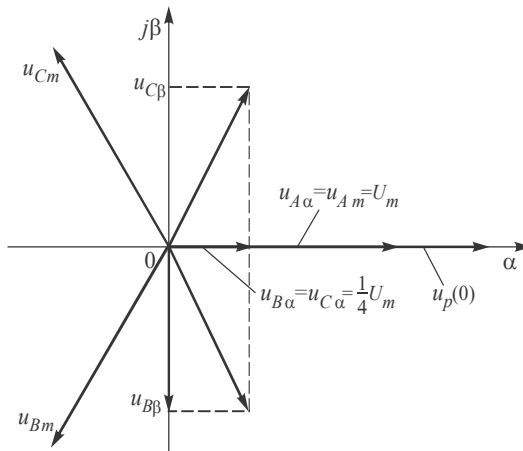


Рис. 2.74

Модуль результуючого вектора

$$U_p = |\bar{U}_p| = \sqrt{U_{p\alpha}^2 + U_{p\beta}^2}, \quad (2.134)$$

а його фаза

$$\theta = \arctg U_{p\beta} / U_{p\alpha}. \quad (2.135)$$

Координати просторового вектора можна визначити наступним матричним перетворенням

$$\begin{bmatrix} U_{p\alpha}(\vartheta) \\ U_{p\beta}(\vartheta) \end{bmatrix} = \quad (2.136)$$

$$= k_{\text{пер}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A(\vartheta) \\ u_B(\vartheta) \\ u_C(\vartheta) \end{bmatrix} = k_{\text{пер}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A(\vartheta) \\ u_B(\vartheta) \\ u_C(\vartheta) \end{bmatrix}. \quad (2.136)$$

Зворотнє перетворення двофазної системи у трифазну, тобто співвідношенню (2.136), має вигляд

$$\begin{bmatrix} u_A(\vartheta) \\ u_B(\vartheta) \\ u_C(\vartheta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} \\ \cos \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{p\alpha}(\vartheta) \\ U_{p\beta}(\vartheta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{p\alpha}(\vartheta) \\ U_{p\beta}(\vartheta) \end{bmatrix}. \quad (2.137)$$

Координати вектора  $\bar{U}_p$  визначаються як його проєкції на вісі трифазної системи  $A, B, C$ .

Тому що двофазна система є ортогональною, координати просторового вектора  $\bar{U}_p$  можуть бути записані у вигляді

$$\left. \begin{aligned} U_{p\alpha}(\vartheta) &= U_{pm} \sin \vartheta \\ U_{p\beta}(\vartheta) &= U_{pm} \cos \vartheta \end{aligned} \right\} \quad (2.138)$$

або

$$U_{pm} = -U_{p\beta} e^{j\vartheta}.$$

Просторовий вектор  $U_p$  обертається в комплексній площині відносно нерухомих вісей  $\alpha$  і  $\beta$  з коловою частотою  $\omega$ . При цьому кінець вектора переміщується за траєкторією кола з радіусом, що дорівнює модулю вектора  $U_{pm}$ . Таким чином, кожна точка кола відповідає миттєвим значенням трифазної системи напруг. У цьому випадку з'являється можливість оцінки стану збалансованої трифазної системи за модулем і фазою одного вектора  $U_p$ .

Згідно виразу (2.138) у нерухомій системі  $\alpha, \beta$  - координат складові просторового вектора  $U_p$  змінюються за гармонічним законом: синусоїдальним по вісі  $\alpha$  та косинусоїдальним по вісі  $\beta$ .

Інколи вектор  $U_p$  доцільно зображати у двофазній системі при незмінних значеннях ортогональних складових. Для цього використовується система координат з вісями  $d$  і  $q$ , які обертаються зі швидкістю  $\omega$ , що дорівнює швидкості обертання просторового вектора, який зображує трифазну збалансовану систему напруг  $\alpha, \beta$ -координат. Перетворення вектора  $U_p$  з системи  $\alpha, \beta$ -координат у систему  $d, q$ -координат може бути зображено у вигляді

$$\begin{bmatrix} U_{pd} \\ U_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{p\alpha} \\ U_{p\beta} \end{bmatrix}, \quad (2.139)$$

що відповідає множенню вектора  $U_p$  на одиничний вектор  $e^{-j\vartheta}$ .

Операція множення просторового вектора на вектор, що обертається у протилежний бік зі швидкістю  $\omega$ , означає його фіксацію у новій системі  $d, q$ -координат. У загальному випадку, враховуючи фазовий зсув просторового вектора відносно системи  $d, q$ -координат на кут  $\varphi$ , можна записати

$$\begin{aligned} \bar{U}_{dq} &= U_p e^{-j\vartheta} = -U_{pm} e^{-j(\vartheta-\varphi)} e^{-j\vartheta} = \\ &= -j U_{pm} e^{-j\varphi} = U_{pd} + j U_{pq}, \end{aligned} \quad (2.140)$$

де  $\bar{U}_{dq}$  — просторовий вектор  $\bar{U}_p$  у системі  $d, q$ -координат.

На рис. 2.75 наведено графічне зображення виразу (2.137). При побудові нової системи координат вважалося, що вектор  $U_p$  нерухомий відносно вісей  $d$  і  $q$ , які обертаються зі швидкістю  $\omega$  відносно вісей  $\alpha, \beta$ . Якщо зафіксувати цей вектор відносно нерухомих вісей  $d$  і  $q$ , тобто прийняти  $\vartheta = 0$ , одержимо

$$\left. \begin{aligned} U_{pd} &= -U_{pm} \cos \varphi; \\ U_{pq} &= -U_{pm} \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (2.141)$$

З виразу (2.141) видно, що  $d$  і  $q$ -координати просторового вектора не залежать від часу. Якщо  $\varphi = 0$ , то одержимо наступні значення координат: по вісі  $q$  дорівнює нулю, а по вісі  $d$  дорівнює максимальному значенню просторового вектора  $|U_p| = U_{pm}$ . На рис. 2.76 зображе-

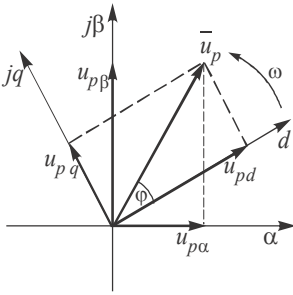


Рис. 2.75

ні діаграми, що ілюструють залежність координат вектора від часу в різних системах координат:  $a$  — система  $\alpha, \beta$ - координат;  $b$  — система  $d, q$ - координат.

Зворотному переходу від  $d, q$ - координати до  $\alpha, \beta$ - координат відповідає перетворення

$$\bar{U}_p = U_{dq} e^{j\vartheta}.$$

Перетворення сигналів двофазної системи у трифазну (2.136) ( $p-q$ - теорія) може бути використане для керування активними та реактивними складовими миттєвої потужності (напруги, струму) трифазної системи. При цьому миттєве значення реальної потужності  $p$  у системі  $\alpha, \beta$ - координат визначається як сума скалярних добутків одинойменних складових напруг і струмів, яку розкладають на постійну  $\bar{p}$  і змінну  $\tilde{p}$  складові

$$p = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (2.142)$$

де  $\bar{p}$  — постійна складова миттєвої потужності  $p$ , яка відповідає активній потужності на основній частоті;  $\tilde{p}$  — змінна складова

реальної миттєвої потужності  $p$ , що обумовлена наявністю вищих гармонічних складових і дорівнює нулю.

При цьому вводиться також поняття «увної» потужності  $q$ , яка дорівнює сумі векторних добутків різнойменних складових напруг і струмів, модуль якої також може бути розкладений на постійну  $\bar{q}$  та змінну  $\tilde{q}$  складові

$$q = u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha = \bar{q} + \tilde{q}, \quad (2.143)$$

де  $\bar{q}$  — постійна складова миттєвої потужності  $q$ , яка відповідає реактивній потужності на основній частоті;  $\tilde{q}$  — змінна складова увної миттєвої потужності  $q$ , що має середнє значення, яке дорівнює нулю, і обумовлена вищими гармонічними складовими.

Рівняння (2.142) і (2.143) можуть бути записані в матричній формі

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.144)$$

Перша частина виразу (2.144) є зручною для аналізу трифазних систем з джерелами напруги, а друга — для аналізу трифазних систем з джерелами струму (інверторів струму).

Для цілей керування перетворювачем треба мати ще й зворотні залежності струмів і напруг від миттєвих потужностей. З виразу (2.144) можна одержати

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}, \quad (2.145) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha p} \\ u_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha q} \\ u_{\beta q} \end{bmatrix}, \quad (2.146) \end{aligned}$$

де  $i_{\alpha p}, i_{\alpha q}, i_{\beta p}, i_{\beta q}, u_{\alpha p}, u_{\alpha q}, u_{\beta p}, u_{\beta q}$  — складові струму та напруг, що визначають реальну та уявну миттєву потужності.

З виразу (2.145) з урахуванням (2.142) і (2.143) впливає розподіл  $\alpha$ -складової струму

$$i_\alpha = \frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \bar{p} + \frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \tilde{p} + \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \bar{q} + \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \tilde{q}. \quad (2.147)$$

Така декомпозиція струму навантаження дозволяє вибірково включати з нього небажані неактивні складові шляхом додавання в мережі (за допомогою активного фільтра) таких самих, але протифазних складових струмів.

Перетворення параметрів трифазної системи в двофазну систему координат спрощує методи керування напругами та струмами трифазних перетворювачів. Модуляція просторового вектора напруги трифаз-

них перетворювачів одержала широке розповсюдження. Основою цього методу є представлення трифазної системи напруг в  $\alpha, \beta$ - координатах у вигляді векторів з фазою, що дискретно змінюється через кут  $\pi/3$  у відповідності зі станами транзисторів перетворювача, тому кількість можливих підмикань трифазного навантаження до джерела живлення дорівнює  $2^3 = 8$  (табл. 2.4). У таблиці стани інвертора закодовані трирозрядним двійковим числом, де присутність одиниці на першій, другій та третій позиціях числа відповідає відкритим станам транзисторів  $VT_1, VT_3, VT_5$  моста інвертора. Слід відмітити, що при такій тривалості інтервалів враховуються тільки шість активних станів і не враховуються нульові, при яких напруги дорівнюють нулю. Тому в площині  $\alpha, \beta$ - координат можна виділити вектори  $U_1 \dots U_6$ , що відображають положення просторового вектора трифазної системи на границях зміни станів транзисторів  $VT_1 \dots VT_6$ . У результаті на площині в  $\alpha, \beta$ - координатах утворюються шість векторів, які розмежовані векторами  $U_1 \dots U_6$  (рис. 2.77). Якщо врахувати, що розглядається збалансована трифазна система напруг, у якій модулі фазних напруг рівні між собою, а фазові зсуви відповідають  $2\pi/3$  і  $4\pi/3$ , то кінці векторів на діаграмі можуть бути з'єднані між собою прямими лініями, утворюючи правильний шестикутник. Вектори будуть поділяти його площину на сектори, які відповідають активним станам I...VI транзисторів. Центр шестикутника, що об'єднує початок векторів, може відображати стани VII і VIII з нульовими значеннями напруги. Звичайно довжина векторів дорівнює

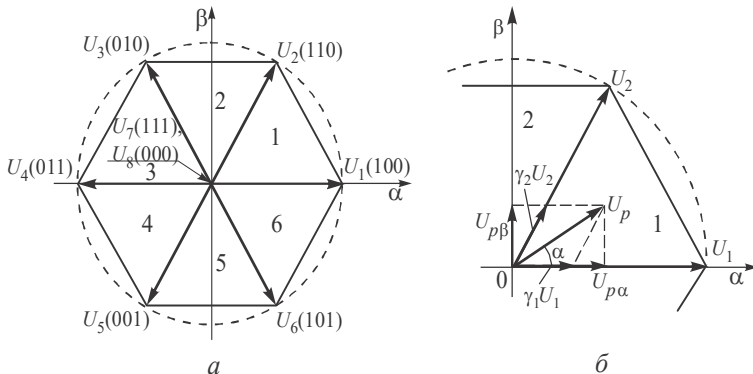


Рис. 2.77  
174

максимальним значенням модулюючих функцій. У граничному випадку модуляції, коли вихідна напруга набуває прямокутно-східчасту форму, максимальне значення напруги фази, що визначає довжину векторів, дорівнює  $(2/3)U_d$ .

При модуляції просторового вектора він є єдиним сигналом модулюючої функції, виконуючи функції задавального сигналу для формування трифазної системи вихідних напруг (струмів) трифазного перетворювача. Якщо при традиційному способі синусоїдальної ШІМ сигнали на перемикання можуть визначатися аналоговим способом порівняння сигналів синусоїдальної та трикутної форм, то при модуляції просторового вектора моменти перемикання визначаються методом обчислень різними цифровими пристроями та формуванням команд на перемикання транзисторів з періодичністю несучої частоти модуляції.

За методом модуляції просторового вектора його значення усереднюються в межах кожного з шести секторів з урахуванням зміни його знаходження в станах двох суміжних векторів  $U_i$  і  $U_{i+1}$  в межах  $i$ -го сектора та станах VII і VIII при нульових значеннях напруги. У цьому випадку виконується підсумовування векторів напруг, але з урахуванням відносної тривалості  $\gamma_i$  знаходження просторового вектора у стані  $U_i$ . Тривалість  $\gamma_i$  можна розглядати як коефіцієнт заповнення в ІППН. Відповідно час знаходження транзисторів у стані, що відповідають вектору  $U_i$ , дорівнює  $t_i = \gamma_i T_n$ , де  $T_n = 1/f_n$  — період несучої частоти, на якій відбувається модуляція. Ураховуючи, що повний час знаходження у вказаних станах векторів за період модуляції не повинен перевищувати власний час періоду  $T_i$ , можна записати

$$\gamma_i + \gamma_{i+1} + \gamma_7 + \gamma_8 = 1,$$

або

$$t_i + t_{i+1} + t_7 + t_8 = 1, \quad (2.148)$$

де  $\gamma_i, \gamma_{i+1}$  — відносний час знаходження в станах векторів  $U_i$  і  $U_{i+1}$ ;  $\gamma_7, \gamma_8$  — відносний час знаходження в станах VII і VIII з нульовими значеннями просторового вектора в  $i$ -у секторі.

Просторовий вектор  $U_p$  обертається зі швидкістю, яка відповідає частоті вихідної напруги  $\omega$  в системі нерухомих  $\alpha, \beta$ -координат. Мо-

дуль і фаза цього вектора для збалансованої трифазної системи повністю визначається координатами  $U_{p\alpha}$ ,  $U_{p\beta}$  у вісях  $\alpha, \beta$ . У цьому випадку значення часу  $t_1, t_2$  у першому секторі можуть бути визначені з тригонометричних співвідношень в ортогональних вісях  $\alpha$  з урахуванням прийнятих значень  $t_7$  і  $t_8$ .

На рис. 2.77,б наведений фрагмент рис. 2.77,а, з якого можна визначити значення часу  $t_1$  і  $t_2$  при розташуванні просторового вектора  $U_p$  у першому секторі під фазовим кутом  $\alpha$ . Через те, що звичайно частота модуляції  $f_H$  значно перевищує частоту вихідної напруги інвертора  $f_i$ , можна вважати параметри вектора  $U_p$  незмінними на інтервалі періоду  $T_H$ . Згідно рис. 2.77,б

$$U_{p\beta} = \gamma_2 U_2 \sin(\pi/3) = U_p \sin \alpha, \quad (2.149)$$

де  $\gamma_2 = t_2/T_H$ .

З виразу (2.149) визначаємо час  $t_2$

$$t_2 = \frac{\mu T_H \sin \alpha}{\sin(\pi/3)},$$

де  $\mu = |U_p|/|U_2|$ .

Аналогічно для визначення  $t_1$  можна записати

$$U_{p\alpha} = \gamma_1 U_1 + \gamma_2 U_2 \cos(\pi/3),$$

або

$$\mu \cos \alpha = \gamma_1 + \gamma_2 \cos(\pi/3). \quad (2.150)$$

З урахуванням (2.149) одержимо

$$t_1 = \frac{\mu T_H \sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)}.$$

Значення  $t_1$  і  $t_2$ , які розраховані для кожного кута  $\alpha$  на інтервалах у першому секторі, перераховуються мікроконтролером для інших секторів. Таким чином в якості задавальної напруги при модуляції використовується один параметр — просторовий вектор  $U_p$ , який є сумою усереднених значень найближчих граничних векторів у кожному іншому секторі з урахуванням коефіцієнтів заповнення  $\gamma_i$  і  $\gamma_{i+1}$ , у загально-



му випадку з додаванням нульових напруг на інтервалах з коефіцієнтами заповнення  $\gamma_7$  і  $\gamma_8$ . Зміна амплітуди задавального вектора  $U_p$  здійснюється зміною коефіцієнта модуляції  $\mu$ . При цьому одночасно відбувається модуляція напруг усіх фаз, які зв'язані з просторовим вектором зворотним перетворенням (2.137).

Існує велика кількість методів модуляції просторового вектора. Серед них найбільш широко застосовується метод з симетричними нульовими станами  $t_7$  і  $t_8$  на інтервалах періоду модуляції  $T_H$ . У цьому випадку, урахувавши, що звичайно у кожному півперіоді частоти модуляції  $T_H/2$  стани транзисторів змінюються однаково, але у зворотній послідовності (рис. 2.78), для першого сектора (з переходом до наступних) можна записати

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_H}{2} &= t_1 + t_2 + t_7 + t_8, \\ t_7 &= t_8. \end{aligned} \right\}$$

Діапазон регулювання вихідної напруги при векторній модуляції обмежений максимальним значенням коефіцієнта модуляції  $\mu$ . Лінійній залежності вихідної напруги при  $\mu = 1$  на рис. 2.77,а відповідає область, обмежена колом, вписаним у шестикутник. При цьому максимальне значення  $U_p = U_d/\sqrt{3}$ . При переході в режим надмодуляції в межах області, обмеженої колом, що описує шестикутник, можна збіль-

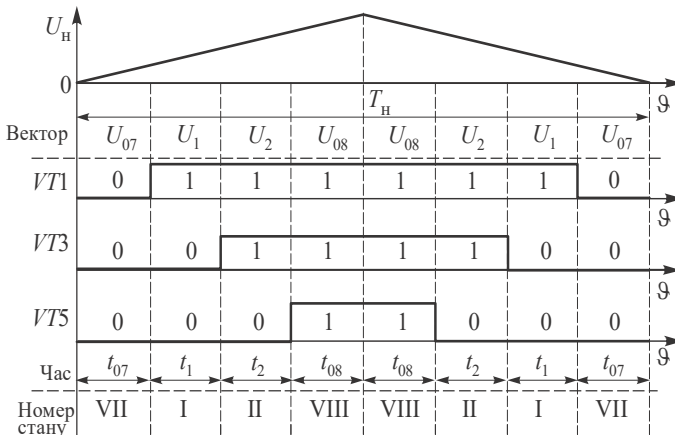


Рис. 2.78

шити коефіцієнт модуляції до 1,15. У цьому режимі інтервали  $t_7$  або  $t_8$  дорівнюють нулю. Подальше зростання величини  $\mu$  призводить до спотворення синусоїдальної форми вихідної напруги, що відповідає роботі з немодульованою напругою.

Так як потужність сучасних напівпровідникових приладів (транзисторів, GTO-тиристорів) обмежена, для потужних електроприводів виникає потреба паралельного з'єднання силових ключів. Паралельне ввімкнення ключів через зрівнювальний реактор дозволяє не тільки збільшити потужність інвертора, але і поліпшити гармонічний склад вихідної напруги. На рис. 2.79 наведена схема трифазного мостового інвертора з паралельним ввімкненням двох транзисторів через зрівнювальний реактор, який править для вирівнювання струмів  $i_1$  та  $i_2$ .

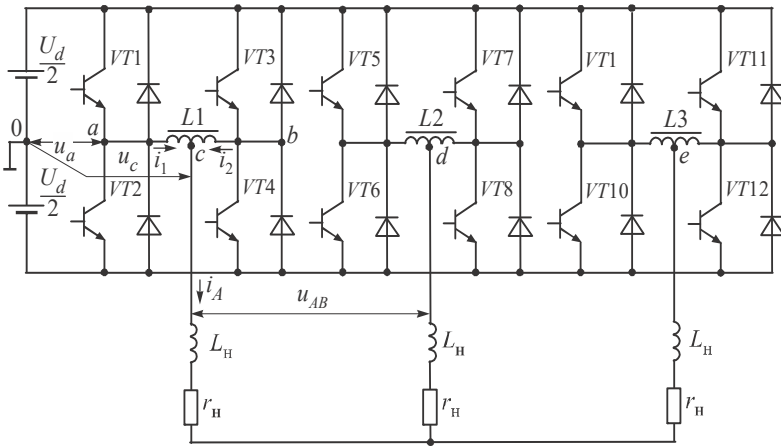


Рис. 2.79

Процес формування фазної та лінійної напруг при симетричному навантаженні показаний на рис. 2.80. Сигнали перемикання транзисторів  $VT1$  і  $VT2$  формуються відносно трикутної напруги  $u_{н1}$  несучої частоти  $f_n$  (для іншої пари  $VT3$  і  $VT4$  — напруга  $u_{н2}$  зсунута відносно  $u_{н1}$  на  $180^\circ$ ). Таким чином, коли

$u_M > u_{н1}$      $VT1$  відкритий, а  $VT2$  закритий,

$u_M < u_{н1}$      $VT2$  відкритий, а  $VT1$  закритий;

і коли

$u_M > u_{H2}$  VT3 відкритий, а VT4 закритий,

$u_M < u_{H2}$  VT4 відкритий, а VT3 закритий.

Через те що напруги  $u_a$  і  $u_b$  одержані з однакових несучих і модулюючих функцій, амплітуди цих напруг рівні. Проте, тому що вони використовують зсунуті за фазою сигнали несучої частоти, гармонічний склад напруг у точках  $a$  і  $b$  різний. У точці  $c$  завдяки дії реактора  $L1$

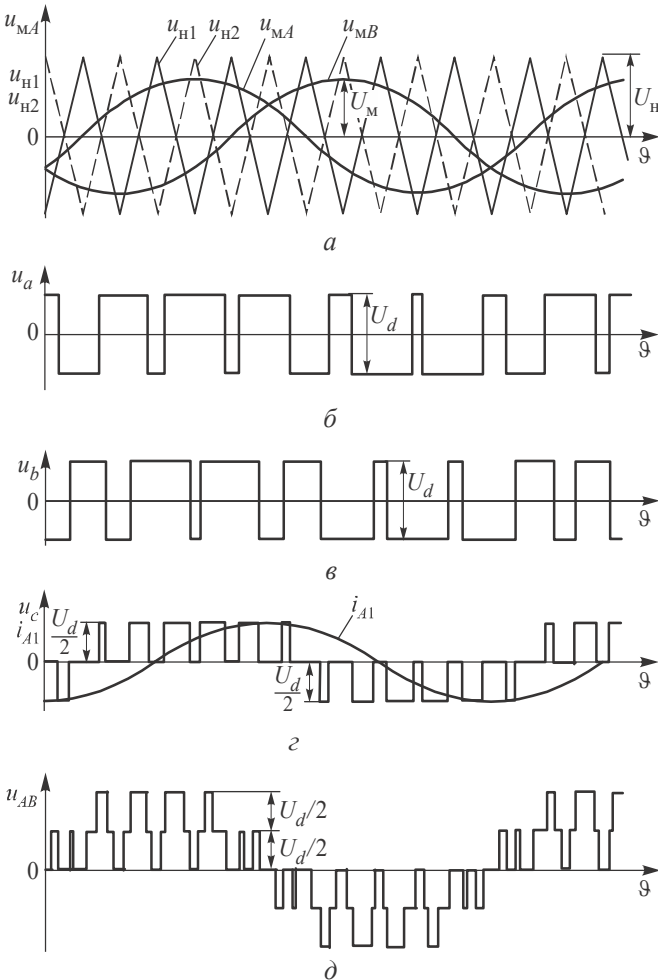


Рис. 2.80

напряга буде дорівнювати

$$u_c = (u_a + u_b)/2. \quad (2.151)$$

Лінійна напруга між фазами  $A$  і  $B$  (точки  $c$  і  $d$ ) визначається різницею напруг  $u_c$  і  $u_d$ , зсунутих на  $120^\circ$  (рис. 2.79). Таким чином у лінійній напрузі маємо три східці.

Кількість паралельно ввімкнених транзисторів може бути легко збільшена. На рис. 2.81 наведена схема однієї фази трифазного інвертора з чотирма паралельними транзисторами. Реактори  $L1, L2, L3$  вирівнюють струми  $i_1, i_2, i_3, i_4$ . На відміну від попередньої схеми послідовність перемикання транзисторів задається системою з чотирьох напруг несучої частоти  $u_{n1}, u_{n2}, u_{n3}, u_{n4}$ , які зсунуті одна відносно іншої на  $90^\circ$ . Сигнал  $u_{n1}$  задає алгоритм перемикання транзисторів  $VT1$  і  $VT2$ , а  $u_{n3}$  — транзисторів  $VT3$  і  $VT4$ . Напруга в точці  $c$

$$u_c = \frac{u_{a3} + u_{b3}}{2} = \frac{u_{a1} + u_{a2} + u_{b1} + u_{b2}}{4}.$$

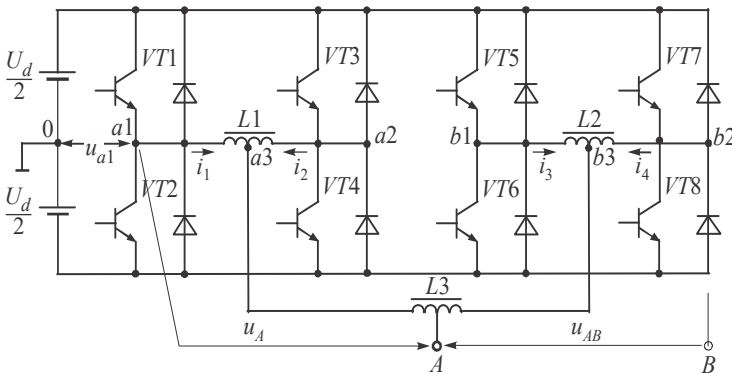


Рис. 2.81

Форми фазної та лінійної напруг для розглянутого випадку наведені на рис. 2.82. З рисунку видно, що лінійна напруга має п'ять східців. Кількість східців залежить від кількості  $N$  паралельно ввімкнених транзисторів і дорівнює  $N + 1$ . Зі збільшенням несучої частоти ШІМ та із застосуванням більш швидкодійних ключів розміри зрівнювальних реакторів можуть бути суттєво зменшені.

Можна побудувати схеми трифазних інверторів напруги з великою кількістю східців у вихідній напрузі, що поліпшує гармонічний склад вихідної напруги та призводить до появи в його математичній моделі декількох можливих рівней модуля просторового вектора напруги. За цією ознакою розрізняють *багаторівневі інвертори напруги* (трирівневі,

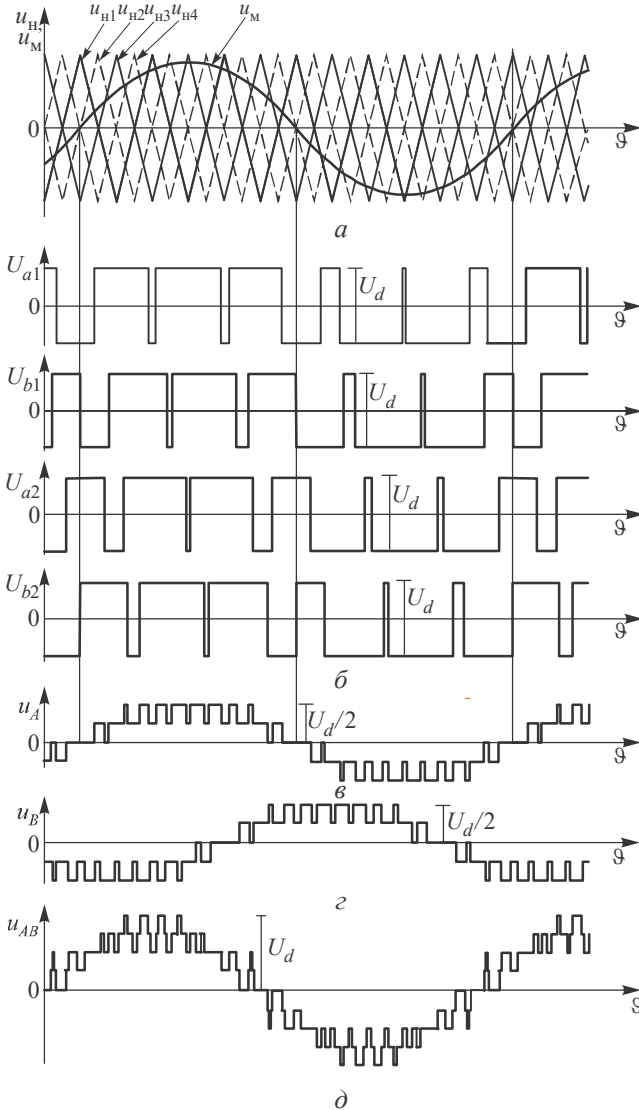


Рис. 2.82  
181

п'ятирівневі,  $m$  - рівневі). Використання технології багаторівневого з'єднання дозволяє підвищити напругу відносно номінальних параметрів ключів, крім того, виникає можливість сполучення АІМ і ШІМ. Одночасно зменшуються рівні швидкості зміни струму та напруги ( $di/dt$  і  $du/dt$ ) на ключах, зменшуються завади та частота модуляції перетворювача.

Відомі дві структури при побудові багаторівневих інверторів: на основі конденсаторів з діодним блокуванням і блокуванням конденсаторів за допомогою ключів основної схеми.

На рис. 2.83 наведена схема трирівневого трифазного інвертора напруги на основі конденсаторів з діодним блокуванням. Кожне плече трифазного інвертора складається з двох послідовно ввімкнених повністю керованих вентилів (транзисторів, GTO-тиристорів), шунтованих зворотними діодами. Додаткові (блокуючі) діоди з'єднують нульову точку джерела живлення, яка утворена конденсаторами  $C1$  і  $C2$ , з середніми точками плечей інвертора, утворених послідовно з'єднаними вентилями. У трифазному трирівневому інверторі напруги в кожній його стійці можливі три стани (0, 1, -1), які формуються залежно від стану силових ключів (табл. 2.5).

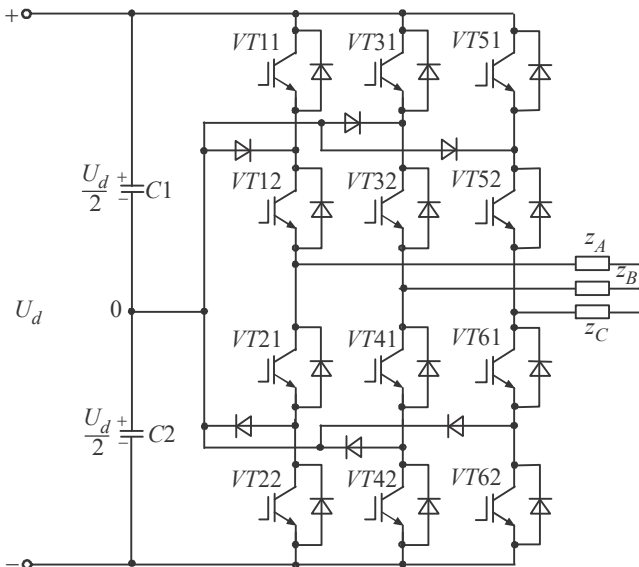


Рис. 2.83  
182

Ураховуючи три стани для кожної стійки інвертора, одержуємо кількість можливих підмикань трифазного навантаження до джерела живлення  $U_d$ , яка дорівнює  $3^3 = 27$ . Загальний вираз для результуючого вектора напруги, що формується інвертором,

$$\bar{U}_i(t) = U_d \exp\left[(i-1)\frac{\pi}{6}j\right], \quad i = 1, 3, \dots, 11;$$

$$\bar{U}_i(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}U_d \exp\left[(i-1)\frac{\pi}{6}j\right], \quad i = 2, 4, \dots, 12;$$

$$\bar{U}_i(t) = 0, \quad i = 13, 14, 15;$$

$$\bar{U}_i(t) = \frac{1}{2}U_d \exp\left[(i-16)\frac{\pi}{3}j\right], \quad i = 16, \dots, 27.$$

Таблиця 2.5

Силкові ключі	Стан ключів						
	1		0			-1	
<i>VT11</i>	+	+	+	-	-	-	+
<i>VT12</i>	+	+	+	+	+	-	-
<i>VT21</i>	-	-	+	+	+	+	+
<i>VT22</i>	-	+	-	+	-	+	+
Вихідна напруга стійки інвертора	$+U_d$		0			$-U_d$	

Положення результуючих векторів  $\bar{U}_i$  на комплексній площині показані на рис. 2.84.

Першому (найбільшому) рівню результуючого вектора напруги ( $i = 1, 3, \dots, 11$ ) відповідає схема заміщення інвертора, коли кожна фаза навантаження підімкнена через два послідовно відкритих транзистори до позитивного або негативного затискача джерела живлення (рис. 2.85,а).

Східці напруги на навантаженні в цьому стані дорівнюють  $(2/3)U_d$  або  $U_d/3$ .

Другому (проміжному) рівню результуючого вектора напруги ( $i = 2, 4, \dots, 12$  і  $i = 13, 14, 15$ ) відповідає схема заміщення інвертора (рис. 2.85,б), в якій дві фази навантаження підімкнені до двох різних

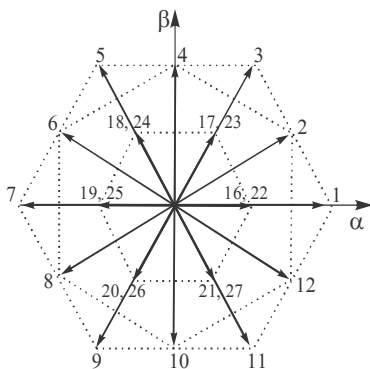


Рис. 2.84

затискачів джерела живлення, а третя фаза через один з двох внутрішніх транзисторів підмикається до середньої точки джерела. Східці напруги на двох фазах навантаження дорівнюють  $\pm U_d/2$ , а на третій фазі — нулю. Модуль результуючого вектора при цьому дорівнює  $U_d/\sqrt{3}$ , а його фаза  $30^\circ$ .

Третьому (найнижчому) рівню модуля результуючого вектора напруги ( $i = 16, \dots, 27$ ) відповідає схема замі-

щення (рис. 2.85,в), в якій дві фази навантаження підімкнені до одного затискача джерела живлення, а третя фаза підімкнена через внутрішній транзистор до нульової точки джерела, тобто навантаження як би живиться від однієї половини вхідної напруги джерела. Східці напруги на фазах навантаження дорівнюють  $U_d/3$  і  $U_d/6$ . Модуль результуючого вектора напруги при цьому згідно (2.134) дорівнює  $U_d/3$ , а його фаза дорівнює нулю.

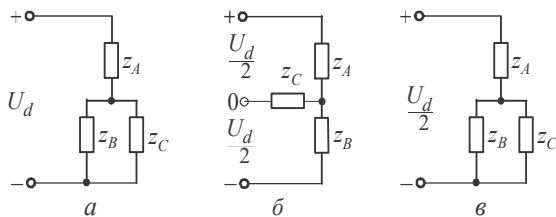


Рис. 2.85

Недоліком схеми є велика кількість діодів і важкість керування рівномірним розподілом напруги джерела живлення між конденсаторами подільника напруги.

Для одержання  $m$  рівней у півхвилі вихідної напруги інвертора потрібні  $m - 1$  конденсаторів у подільнику напруги. З такої ж кількості ключів (вентилів з повним керуванням) буде складатися і кожне плече інвертора. Наприклад, для п'ятирівневого інвертора потрібно 4 конденсатори, а кожне плече інвертора складається з 4 ключів.



Широтно-імпульсна модуляція на кожному східці вихідної напруги забезпечується багатократним переходом між сусідніми східцями, що додатково поліпшує форму напруги.

Розглянутий раніше спосіб паралельного ввімкнення транзисторів (див. рис. 2.79) може бути застосований і у трирівневому АПН, одна зі стійок якого наведена на рис. 2.86. Принцип формування сигналів керування та форми фазних і лінійних напруг такі ж, як і для схеми рис. 2.79 (див. рис. 2.80).

Проаналізуємо форму вихідної напруги для схеми рис. 2.86. Через те що частота напруги у точках  $a$  і  $b$  в два рази більша за несучу частоту (див. рис. 2.87)  $\omega_a = 2\omega_H$ , то розклад у ряд Фур'є на інтервалі від  $-\pi$  до  $\pi$  для напруги  $u_a$  буде мати вигляд

$$\frac{u_a}{U_d/2} = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{q=1}^{\infty} (a_q \cos q\omega_a t + b_q \sin q\omega_a t), \quad (2.152)$$

де  $a_0 = (1/\pi)(\vartheta_1 - \vartheta_2)$ ,  $a_q = (1/q\pi)(\sin q\vartheta_2 - \sin q\vartheta_1)$ ,

$b_q = (1/q\pi)(\sin q\vartheta_1 - \cos q\vartheta_2)$ , ( $\pi \geq \vartheta_1, \vartheta_2 \geq -\pi$ ).

При ШІМ величини  $\vartheta_1$  і  $\vartheta_2$  є функціями часу. У випадку, якщо кратність частот  $p = f_H/f_M$  велика, кути  $\vartheta_1, \vartheta_2$  можуть бути визначені синусоїдальною функцією

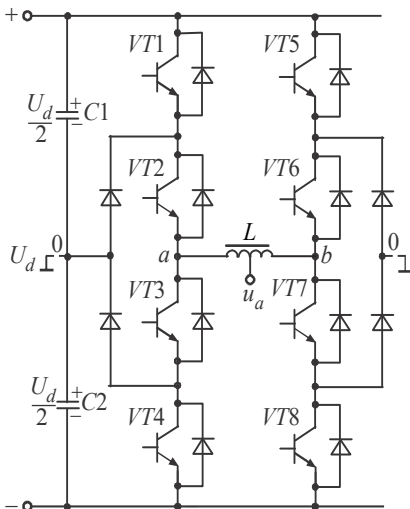


Рис. 2.86

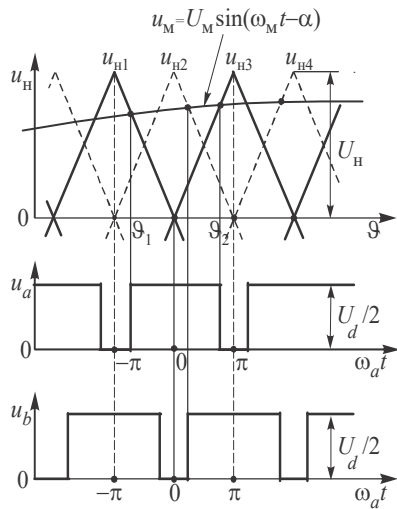


Рис. 2.87

$$\begin{aligned}\vartheta_2(t) &= \pi\mu \sin(\omega_M t - \alpha), \\ \vartheta_1(t) &= -\pi\mu \sin(\omega_M t - \alpha),\end{aligned}\quad (2.153)$$

де  $\mu = U_M/U_H$  — глибина модуляції;  $\alpha$  — кут зсуву модулюючої напруги  $u_M$  відносно початку відліку.

Підставляючи (2.153) у (2.152), одержимо

$$\frac{u_a}{U_d/2} = \mu \sin(\omega_M t - \alpha) + \sum_{q=1}^{\infty} \frac{2}{q\pi} \sin[q\pi\mu \sin(\omega_M t - \alpha)] \cos q\omega_d t. \quad (2.154)$$

Оскільки

$$\sin(x \sin y) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(x) \sin(2k+1)y, \quad (2.155)$$

вираз (2.154) може бути зображений у вигляді

$$\begin{aligned}\frac{u_a}{U_d/2} &= \mu \sin(\omega_M t - \alpha) + \\ &+ \sum_{q=1}^{\infty} \left[ \frac{4}{q\pi} \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(q\pi\mu) \cdot \sin(\overline{2k+1} \cdot \overline{\omega_M t - \alpha}) \cos q\omega_d t \right],\end{aligned}\quad (2.156)$$

де  $J_n$  — функція Бесселя.

Як видно з (2.156) перша гармоніка напруги пропорційна глибині модуляції  $\mu$  і знаходиться у фазі з модулюючою функцією.

Ураховуючи вираз (2.151) і те, що у фазі  $B$  напруга має таку ж форму, але зсунута на  $120^\circ$ , знаходимо закон зміни лінійної напруги

$$\begin{aligned}u_{AB} = u_c - u_d &= \sqrt{3}\mu \sin\left(\omega_M t - \alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \sum_{q=1}^{\infty} \left[ \frac{4\sqrt{3}}{q\pi} \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(q\pi\mu) \times \right. \\ &\times \left. \sin(\overline{2k+1} \cdot \overline{q\omega_M t - \alpha + \varphi_{2k+1}}) \cos q\omega_d t \right],\end{aligned}\quad (2.157)$$

де

$$\varphi_{2k+1} = \tan^{-1} \frac{\sin(\overline{2k+1} \cdot 2\pi/3)}{1 - \cos(\overline{2k+1} \cdot 2\pi/3)}, \quad k = 3k', \quad 3k' + 2, \quad k' = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$$

З виразу (2.157) визначаємо амплітуду основної та вищих гармонік

$$U_{m(1)} = \sqrt{3}\mu U_d/2,$$

$$U_m [2q\omega_n \pm (2k \pm 1)\omega_m] = (\sqrt{3}U_d / q\pi) J_{2k+1}(q\pi\alpha),$$

де  $q = 1, 2, 3, 4, \dots$ ,  $k = 3k'$ ,  $3k' + 2$ ,  $k' = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ .

З останніх виразів видно, що гармоніки кратні трьом у напрузі відсутні, низькі гармоніки суттєво зменшуються, а основна гармоніка змінюється прямо пропорційно глибині модуляції.

Напряга на затискачах реактора  $L1$  має складну форму з великою кількістю високочастотних складових з частотами у два і більше разів вищих за частоту несучого сигналу. Це може викликати несиметричне намагнічування осердя.

Закон зміни напруги на реакторі може бути знайдений з урахуванням того, що

$$u_L = u_a - u_b. \quad (2.158)$$

Використовуючи вираз (2.156) і урахуовуючи, що напруга  $u_b$  зсунута відносно  $u_a$  на половину періоду несучої частоти, вираз (2.158) може бути зображений у вигляді

$$u_L = \sum_{q=1}^{\infty} \left[ \frac{4}{q\pi} \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(q\pi\mu) \times \right. \\ \left. \times \sin\left(\overline{2k+1} \cdot \overline{\omega_m t - \alpha}\right) \left( \cos q\omega_a t - \cos \overline{q\omega_a t - \pi} \right) \right]. \quad (2.159)$$

З виразу (2.159) видно, що при  $q$  парному  $u_L = 0$ . Амплітуди кожної гармоніки виду  $2(2q+1)\omega_n \pm (2k+1)\omega_m$  можуть бути одержані з виразу (2.159)

$$U_m = \left( 2U_d / \sqrt{2q+1\pi} \right) J_{2k+1} \left( \sqrt{2q+1\pi} \mu \right),$$

де  $q, k = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ .

Таким чином, використовуючи паралельне з'єднання силових ключів у трирівневому інверторі напруги, можна збільшити вихідну потужність (не тільки за рахунок збільшення струму, але і за рахунок збільшення у два рази напруги живлення) і поліпшити гармонічний склад вихідної напруги.

На рис. 2.88 наведена схема однієї стійки трирівневого інвертора напруги з блокуванням конденсаторів за допомогою ключів інвертора. У цій схемі конденсатор  $C$  заряджається до напруги  $U_d/2$ . Для одер-

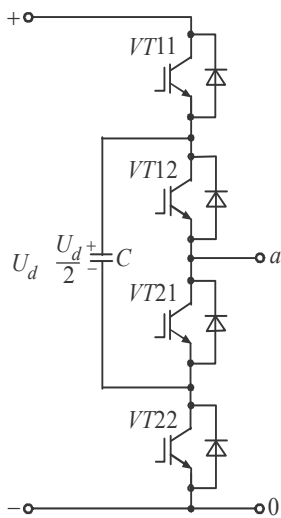


Рис. 2.88

їхні зворотні діоди.

Аналогічно можна побудувати і багаторівневий інвертор напруги, який складається з багатьох чарунок зі своїми конденсаторами, напруга на яких регулюється з визначеним допуском, тобто ніби-то «плавають» (такий інвертор називають з плаваючими конденсаторами, *floating capacitor multilevel converter*).

Автономні системи електропостачання, як правило, потребують *трифазну чотирипровідну мережу (з нульовим проводом)*. Нульова точка створюється штучно за допомогою конденсаторного подільника напруги у колі постійного струму інвертора (рис. 2.89,а).

Через конденсатори подільника та нульовий провід протікає тільки складова нульової послідовності трифазної системи, тобто струми гармонік, кратних трьом. При квазісиметричному навантаженні та синусоїдальній ШІМ в інверторі струм нульової послідовності малий і величини ємностей конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  будуть прийнятними.

При несиметричному навантаженні в нульовому проводі тече значний струм нульової послідовності і для підтримки незмінної напруги на конденсаторах потрібні такі значення ємностей конденсаторів, які будуть найприйнятніми за техніко-економічними показниками.

Ураховуючи, що витрати на фільтровий конденсатор навіть при симетричному навантаженні досягають 25...30 % від загальних витрат

жання повної напруги на навантаженні відкриваються усі послідовно з'єднані транзистори відповідних плечей моста (наприклад, у трирівневому інверторі транзистори  $VT_{11}$ ,  $VT_{12}$ ).

Для одержання зменшеної на один рівень сходинок у вихідній напрузі відкривають у лівому верхньому плечі моста один верхній транзистор  $VT_{11}$  і верхній транзистор  $VT_{21}$  лівого нижнього плеча. При цьому напруга на навантаженні стане менше напруги джерела на величину напруги на конденсаторі  $C$   $u_C = U_d/2$ . Нульовий рівень формується звичайним чином при закороченні навантаження через транзистори  $VT_{11}$ ,  $VT_{12}$  і транзистори іншої стійки  $VT_{31}$ ,  $VT_{32}$ ;  $VT_{51}$ ,  $VT_{52}$  або

на елементи інвертора, поліпшити техніко-економічні показники можна, додавши для одержання нульової фази в інвертор четвертого вентильного плеча (2.89,б). При цьому струм нульової послідовності, обумовлений несиметрією та нелінійністю навантаження, тече через вентилі додаткового плеча, а фільтровий конденсатор  $C1$  у колі постійної напруги завантажується тільки вищими гармоніками вхідного струму інвертора, що потребує набагато меншого значення ємності конденсатора, ніж у попередньому випадку.

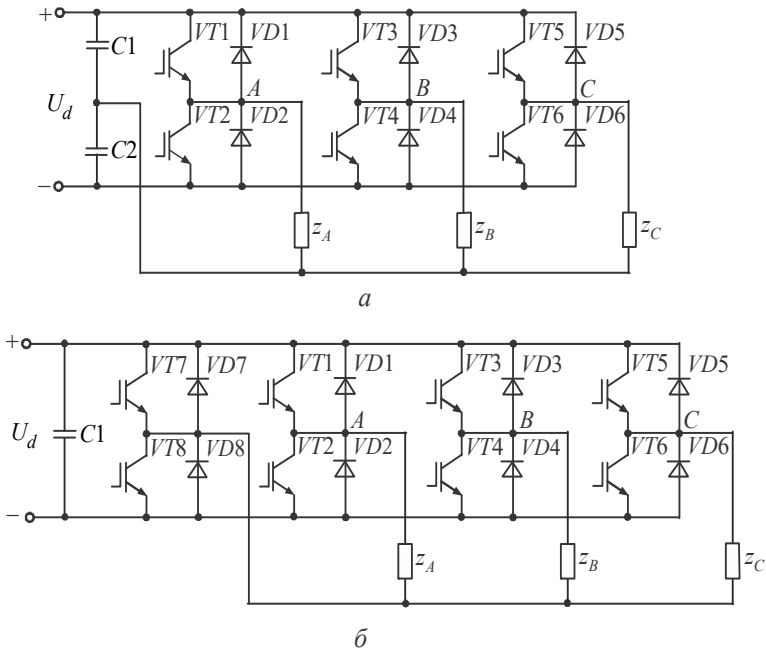


Рис. 2.89

Якщо навантаження симетричне і відсутня вимога його чотирипровідності, то можна застосовувати схему рис. 2.90, в якій число вентилів скорочено на третину, а третя фаза підімкнена до штучної середньої точки джерела живлення. При з'єднанні навантаження зіркою сума струмів навантаження дорівнює нулю, а струм третьої фази однозначно визначається струмами двох інших фаз інвертора  $i_A = -i_B - i_C$ . У випадку формування методом ШІМ практично синусоїдальних

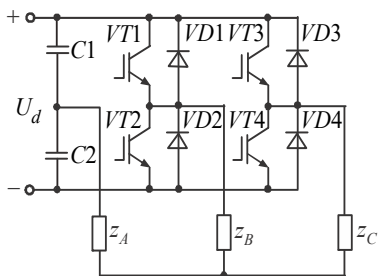


Рис. 2.90

якщо пульсації струму малі у порівнянні з його першою гармонікою, то ця різниця буде малопомітною.

струмів у двох керованих фазах навантаження одержуємо в третій фазі також синусоїдальний струм. Він буде відрізнятися від форм струмів двох інших фаз тільки за високочастотними гармоніками у зв'язку з тим, що різні гармоніки струму утворюють різні послідовності симетричних складових, які під-сумовуються по різному. Проте,

### 2.4.2. Інвертори напруги з однополярним струмом

Останнім часом спостерігається підвищення зацікавленості до спеціальних електричних машин зі змінним магнітним опором — вентиляно-індуктивним двигунам (*Switched Reluctance Motor (SRM)*), які характеризуються простотою (не мають обмотки на роторі, число полюсів статора та ротора неоднакове, що і забезпечує при обертанні ротора модуляцію магнітного опору потоку машини). Міцність ротора дає можливість одержання високих швидкостей обертання та малого моменту інерції двигуна. Обертання двигуна забезпечується почерговим підмиканням обмоток статора до джерела напруги, що призводить до повороту ротора в положення з найменш можливим опором потоку. Тому такий двигун застосовується тільки сумісно з перетворювачем (інвертором напруги), що задає та перериває однополярні струми в обмотках двигуна. На рис. 2.91 наведені часові діаграми струмів і напруг на виході інвертора напруги.

На рис. 2.92 та 2.93 наведені деякі схеми інверторів напруги з однополярним струмом.

У схемі рис. 2.92,*a* при відкритті транзисторів  $VT1$  і  $VT2$  відбувається зростання струму в обмотці фази  $A$ , а при закритті — спад струму у фазі  $A$ , що викликає відкриття діодів  $VD1$  і  $VD2$  за рахунок ЕРС самоіндукції обмотки фази під дією негативної напруги на обмотці на цьому інтервалі (рис. 2.91). Через третину періоду вихідної частоти

такі процеси повторюються в обмотці фази *B*, а ще через третину періоду в обмотці фази *C*.

У схемі перетворювача (рис. 2.92,б) застосований спільний ППН на транзисторі *VT4* і діоді *VD4* (див. § 3.2.1), а транзистори *VT1 ... VT3* виконують роль розподілу імпульсів ППН по фазах *A*, *B*, *C* двигуна. Кількість транзисторів і діодів зменшується, що особливо помітно при великій кількості фаз двигуна, але частота

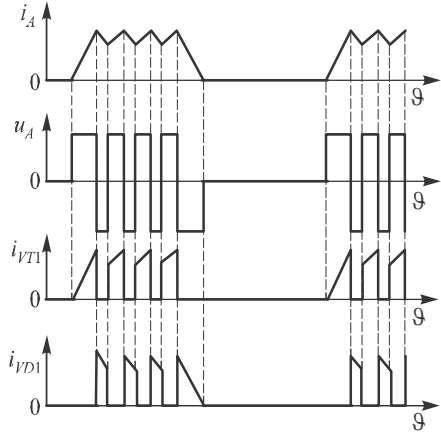


Рис. 2.91

роботи напівпровідникових приладів ППН зростає у число разів, яке дорівнює кількості фаз двигуна. В якості джерела вхідної постійної напруги звичайно використовується трифазний некерований мостовий випрямляч.

У схемі рис. 2.93,а спад струму в обмотках фаз двигуна забезпечується під дією рівня постійної напруги, що визначається різницею напруг на накопичувальному конденсаторі *C1*, та напруги вхідного джерела на конденсаторі *C2* фільтра. Рівень накопичування напруги на

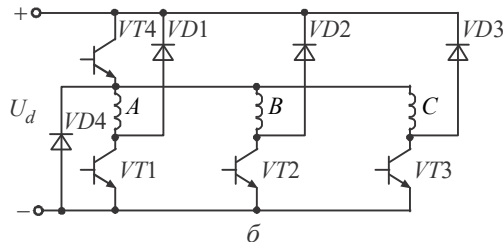
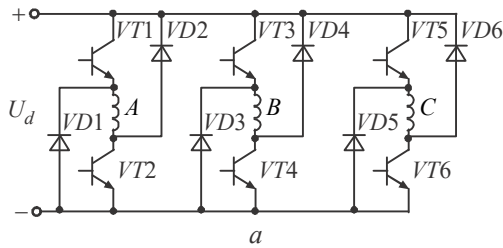


Рис. 2.92

конденсаторі  $C1$  залежить від енергії, яка скидається з обмоток фаз двигуна через діоди  $VD1 \dots VD3$ , і регулюється ППН на транзисторі  $VT4$  і діоді  $VD4$ , який через вихідний згладжувальний дросель  $L$  повертає енергію, що скидається, в конденсатор  $C2$  вхідного джерела живлення.

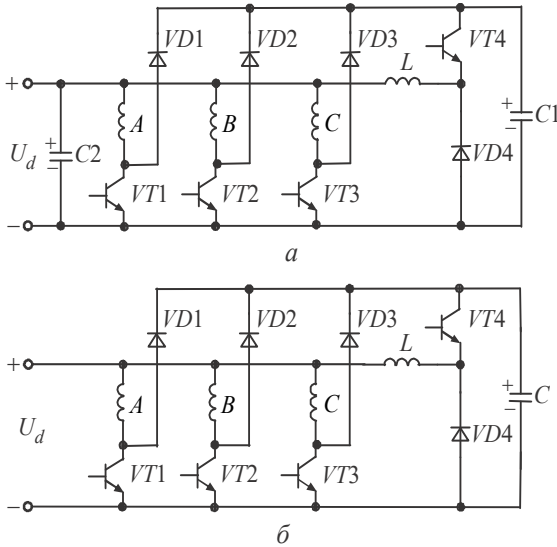


Рис. 2.93

У схемі рис. 2.93,б, як і у попередній схемі, скидання енергії з обмоток фаз двигуна при закритті транзисторів  $VT1 \dots VT3$  йде через відповідні діоди  $VD1 \dots VD3$  в буферний конденсатор  $C$  під дією різниці напруг на ньому та напруги вхідного джерела живлення. Транзистор  $VT4$  при цьому закритий. При відкритті наступного транзистора  $VT1 \dots VT3$  відкривається і транзистор  $VT4$ . При цьому збиткова енергія з буферного конденсатора  $C$  надходить у ввімкнену фазу двигуна. Ця передача енергії йде до тих пір, поки напруга на буферному конденсаторі  $C$  не зменшиться до напруги вхідного джерела живлення. При цьому діоди випрямляча відкриваються і двигун починає одержувати енергію з живильної мережі. Вхідний випрямляч у цій схемі не вміщує громіздкого згладжувального  $LC$ - фільтра, обов'язкового у розглянутих раніше схемах.



### 2.4.3. Інвертори напруги на неповністю керованих вентилях

На рис. 2.94 наведені схеми однофазних тиристорних інверторів напруги з міжвентильною комутацією та відсічними діодами. Комутація струму тиристорів виконується так само, як і в інверторах струму (див. § 2.2). Напруга на комутуючих конденсаторах інвертора (рис. 2.93,*a*) дорівнює напрузі джерела живлення  $U_d$ . Комутуючі конденсатори підімкнені паралельно навантаженню тільки в моменти їх перезаряду. Дроселі  $L$  обмежують струм контуру комутації. При їх відсутності джерело живлення  $U_d$  і конденсатори  $C$ , які з'єднанні послідовно, були б замкнені накоротко.

На високих частотах (більше 400 Гц) вплив відсічних діодів ( $VD5 \dots VD8$ ) зменшується. Це пов'язано з тим, що час перезаряду конденсаторів сумірний з періодом змінної напруги на виході інвертора. Крім того, по закінченню комутації струму комутуючий дросель  $L$  виявляється закороченим через вентиля. Наприклад, при переводі струму з тиристорів  $VS1$  і  $VS2$  на тиристори  $VS3$  і  $VS4$  комутуючі дроселі  $L$  закорочуються: верхній дросель закорочується через  $VS3$ ,  $VD7$ ,  $VD3$ , а нижній — через  $VS4$ ,  $VD4$ ,  $VD8$ . Схема на ідеальних елементах виявляється непрацездатною. Це пояснюється тим, що у комутаційному періоді струм у дроселі зростає. Оскільки після цього інтервалу дросель буде закорочений вентилями, то до початку наступної комутації струм

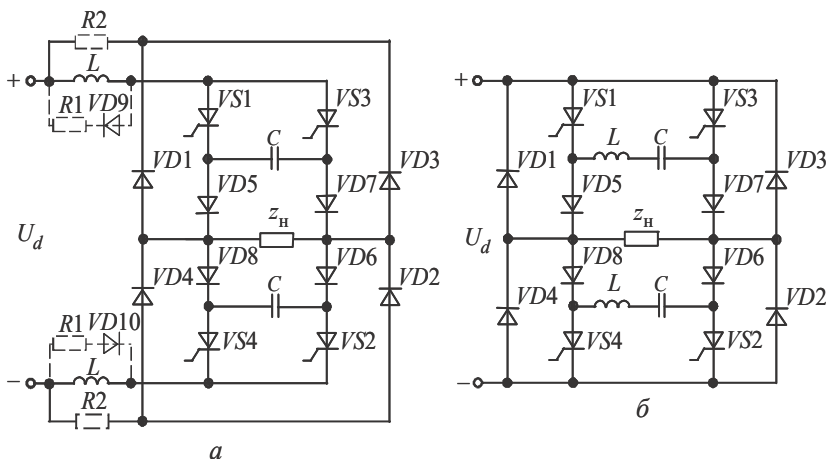


Рис. 2.94  
193

у дроселі не зміниться. У наступний період комутації струм знову дещо зростає і т.д., що призводить до безперервного зростання струму в дроселі. А тому, що цей струм визначається швидкістю перезаряду конденсатора  $C$ , то при великому струмі часу для відновлення керуючих властивостей вентилів залишається недо-статньо, отже інвертор перекидається.

Зі збільшенням робочої частоти інвертора зростає швидкість накопичення електромагнітної енергії у дроселях, що призводить до збільшення втрат, а отже, до зменшення ККД інвертора. Поліпшити роботу інвертора можливо введенням у схему кіл, що запобігають накопиченню електромагнітної енергії у дроселях. Такі кола показані на рис. 2.94,*a* пунктиром (резистори  $R1, R2$  і вентиля  $VD9, VD10$ ).

Збільшити ККД інвертора напруги з відсічними діодами можна, якщо комутувальний дросель  $L$  увімкнути послідовно з конденсатором  $C$  (рис. 2.94,*б*). У цьому випадку електромагнітна енергія у дроселі не накопичується, тому що через дросель протікає змінний струм. Проте у такій схемі спостерігаються великі швидкості зростання напруги на тиристорах і підвищення напруги на комутуючих конденсаторах, а отже, і на тиристорах, зі зростанням струму навантаження.

Якщо у схемі рис. 2.94,*a* є вихідний трансформатор, то для усунення накопичення електромагнітної енергії зворотні діоди треба підмикати на відводи вихідного трансформатора (див. рис. 2.95), що дозволяє повертати накопичену енергію в період перезаряду конденсатора у джерело живлення і тим самим підвищити ККД інвертора. При цьому в контур, наприклад,  $L - VS1 - VD5 - VD1$  (рис. 2.94,*a*)

вводиться проти ЕРС, яка дорівнює  $U_d K_T / (1 - K_T)$ , де  $K_T = w_1'' / w_1'$  ( $K_T = 0, 1 \dots 0, 2$ ). Більші значення  $K_T$  потрібно брати при менших напругах джерела живлення і більших робочих частотах. Розрахунок комутуючих елементів ( $C$  і  $L$ ) проводиться з умови мінімуму реактивної енергії, що накопичується у дроселі  $L$  при тривалому режимі роботи інвертора. При цьому відносний комутаційний опір навантаження  $\rho^* = U_d / (I_{H0} \sqrt{L/C})$  потрібно вибрати приблизно рівним одиниці ( $I_{H0}$  — значення струму навантаження в момент комутації). Тоді

$$C = \frac{t_{\text{ВИМ}} I'_{\text{H0max}}}{0,425 U_d}; \quad L = \frac{t_{\text{ВИМ}} U_d}{0,425 I'_{\text{H0max}}},$$

де  $I'_{\text{H0max}}$  — найбільше значення струму навантаження в момент комутації, зведене до первинної обмотки трансформатора.

Основне використання інвертора — джерела живлення змінного струму з частотою приблизно до 1...2 кГц та входною напругою, яка мало змінюється, наприклад, агрегати безперебійного живлення.

Жорстка зовнішня характеристика дозволяє у деяких випадках обійтися без засобів стабілізації вихідної напруги.

На рис. 2.95 зображена схема однофазного мостового інвертора з одноступеневою пофазною комутацією. Для комутації тиристорів використовують двообмоткові дроселі, кожна з обмоток яких має індуктивність  $L$ , і конденсатори  $C1 \dots C4$ . Комутація тиристорів у інверторі відрізняється від комутації у попередній схемі і здійснюється між тиристорами  $VS1 - VS2$ ,  $VS3 - VS4$ . Тривалість відкритого стану тиристорів дорівнює  $180^\circ$ .

Принцип роботи схеми розглянемо на прикладі однієї стійки. Припустимо, що в якийсь час відкритий тиристор  $VS1$ . Тиристор  $VS2$  і зворотні діоди  $VD1$  та  $VD2$  не проводять струм. Оскільки спадом напруги на дроселі та тиристорі  $VS1$  нехтуємо, то напруга на конденсаторі  $C1$  у цей момент дорівнює нулю, а на конденсаторі  $C2$  —  $U_d$ . Тиристор  $VS1$  закривається при відкритті тиристора  $VS2$ . При цьому до нижньої обмотки дроселя прикладається напруга  $u_{C2} = U_d$ , а на верхній половині дроселя індуктується ЕРС, яка дорівнює  $U_d$  (якщо

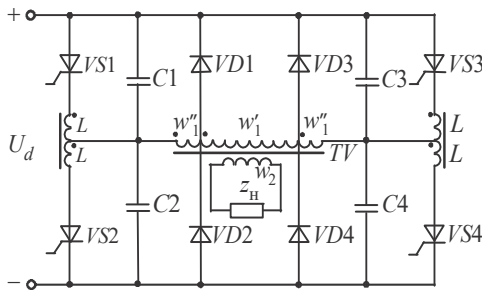


Рис. 2.95  
195

взаємодуктивність  $M = 1$ ) і яка через конденсатор  $C1$  прикладається до тиристора  $VS1$  зворотному напрямку. Тиристор  $VS1$  закривається, а струм з нього переходить у конденсатор  $C1$ . На протязі часу, поки конденсатор  $C1$  заряджається, а  $C2$  розряджається, до тиристора  $VS1$  прикладена зворотна напруга і він відновлює запірні властивості. При розряді конденсатора  $C2$  до нуля і заряді конденсатора  $C1$  до напруги  $U_d$  протікання струму через конденсатори припиняється, а струм навантаження (остання активно-індуктивна) та струм дроселя замкнуться через зворотні діоди, причому енергія, накопичена у дроселі, циркулює в контурі  $L - VS2 - VD2 - L$ . Таким чином, в інверторі спостерігається накопичення збиткової енергії у комутуючих дроселях. Інтенсивність накопичення збиткової енергії у комутуючих дроселях зростає зі збільшенням вихідної частоти інвертора, а отже, зростають втрати в інверторі, виконаному на реальних елементах. Поліпшити енергетичні показники схеми можна, якщо зворотні діоди підімкнути на відводи вихідного трансформатора, як показано на рисунку. Достоїнство інвертора — хороша форма вихідної напруги та низька напруга на тиристорах ( $U_{VS\max} = U_d$ ).

В однофазному інверторі напруги з пофазною двоступеневою комутацією і дроселем у колі постійного струму (рис. 2.96) для комутації струму робочих тиристорів  $VS1 \dots VS4$  застосовані комутуючі (допоміжні) тиристри  $VS5 \dots VS8$ , завдяки яким можна закрити кожний робочий тиристор окремо в будь-який момент часу, тому схема з дво-

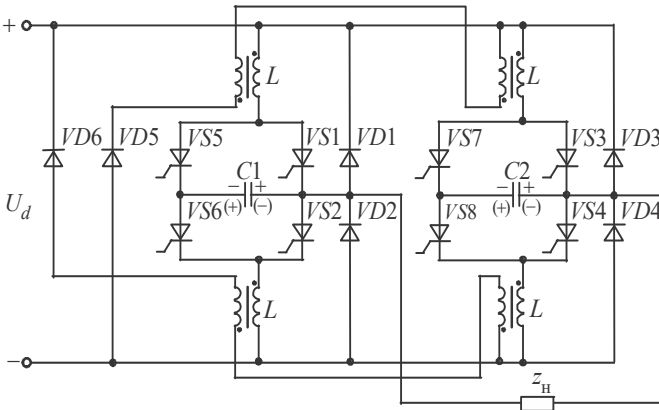


Рис. 2.96  
196

ступеневою ємнісною комутацією близька за принципом дії до схеми, побудованої на транзисторах.

Процес комутації у схемі розглянемо тільки для тиристорів однієї стійки. Процеси в іншій групі тиристорів аналогічні. Припустимо, що відкритий робочий тиристор  $VS1$ , конденсатор  $C1$  заряджений з полярністю, що вказана на рисунку без дужок. Для закриття тиристора  $VS1$  відкриваємо тиристор  $VS5$  і під дією розрядного струму конденсатора  $C1$  тиристор  $VS1$  закривається, струм навантаження переходить у коло  $VS5 - C1$ , а на тиристорі  $VS1$  підтримується негативна напруга на протязі часу розряду конденсатора по контуру:  $C1 - VD1 - L - VS5 - C1$ . При цьому напруга на навантаженні зберігає свою величину та полярність, тому що через зворотний діод  $VD1$  опір  $z_n$  підімкнений до джерела  $U_d$ . У кінці перезаряду ( $i_C = 0$ ) конденсатор має полярність, вказану на рисунку в дужках, а тиристор  $VS5$  закривається. Струм навантаження замикається через зворотний діод  $VD2$ , спадаючи до нуля, і при реверсі переходить у тиристор  $VS2$ . У зв'язку з тим, що конденсатор перезаряджається через дроселі  $L$ , які володіють початковим запасом енергії, напруга на конденсаторах перевищує напругу джерела живлення. Оскільки в певні моменти часу в схемі створюється короткозамкнений контур комутуючого дроселя (наприклад, при закритті тиристора  $VS5$  створюється короткозамкнений контур комутуючого дроселя  $L - VD2 - VS2$ ), то при високих частотах необхідно застосовувати один з видів енергопоглиначів. Це необхідно для того, аби не відбувалось накопичення електромагнітної енергії в контурі комутації. У схемі енергопоглинач складається з додаткових обмоток на комутуючих дроселях і діодів  $VD5$ ,  $VD6$ . Такий енергопоглинач забезпечує повернення енергії, що накопичується у комутуючих дроселях, до джерела живлення. Коефіцієнт трансформації  $K_T = U_d / \Delta U = w_p / w_c$  (де  $\Delta U$  — сума спадів напруг на робочому тиристорі та зворотному діоді;  $w_p$  і  $w_c$  — відповідно число витків робочої обмотки та обмотки скиду) виходить завеликим. Оскільки в окремі моменти часу на комутуючому дроселі може бути напруга  $U_d / 2$ , то внаслідок великого коефіцієнта трансформації до діодів прикладаються значні зворотні напруги. Тому такий енергопоглинач можна застосо-

увати для схем з відносно низької напругою живлення ( $U_d = 50 \dots 100 \text{ В}$ ).

Розглянутий інвертор знаходить застосування у перетворювачах частоти з широтно-імпульсним і амплітудним регулюванням вихідної напруги. Він має ряд переваг: а) добру перевантажувальну здатність, тобто малий спад комутаційної здатності при збільшенні струму навантаження; б) зворотна напруга прикладається до тиристора на всьому інтервалі відновлення його запірних властивостей; в) повільне зростання струму через робочі тиристори при переході струму зі зворотних діодів і при зриві інвертування.

Основним недоліком інвертора є значна установлена потужність комутувальних дроселів у колі робочих тиристорів.

Розглянуті вище інвертори напруги можна виконувати і за трифазними схемами.

В інверторі, схема якого наведена на рис. 2.97, комутуючі дроселі перенесені з силового кола у коло конденсаторів.

Комутаційні процеси розглянемо, наприклад, для тиристорів фази  $C$ . Припустимо що струм навантаження протікає через тиристор  $VS5$  і комутуючий конденсатор  $C$ , заряджений з полярністю, що вказана на рисунку без дужок. Для закриття робочого тиристора  $VS5$  відкривають комутуючий тиристор  $VS11$ . Оскільки послідовно з конденсатором ввімкнений дросель  $L$ , струм навантаження, що має у цей момент часу значення  $I_{н0}$ , переходить у контур  $VS11 - L - C$  не миттєво, а по мірі витискання його з тиристора  $VS5$ . Як тільки струм комутуючого контуру стає рівним струму через робочий тиристор  $VS5$ , останній закри-

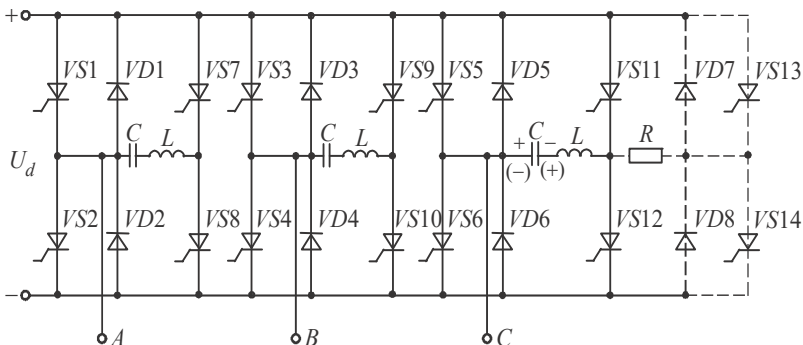


Рис. 2.97  
198

вається і відкривається зворотний діод  $VD5$ . При цьому  $i_C > I_{H0}$  і напруга на тиристорі  $VS5$  дорівнює нулю (у реальних інверторах до тиристора прикладена невелика негативна напруга, яка дорівнює спаду напруги на зворотному діоді). Конденсатор перезаряджається струмом  $i_C$ , частина якого, яка дорівнює  $I_{H0}$ , протікає по контуру  $C - z_H - VS2 (VS4) - U_d - VS11 - L - C$ , а інша частина  $(i_C - I_{H0})$  замикається через зворотний діод  $VD5$ . Таким чином, напруга на навантаженні зберігає свою величину та полярність, тому що фаза  $C$  навантаження через зворотний діод  $VD5$  і тиристор  $VS2 (VS4)$  підімкнена до джерела живлення  $U_d$ . При  $i_C = I_{H0}$  зворотний діод  $VD5$  закривається і конденсатор заряджається постійним струмом  $I_{H0}$  по контуру  $VS11 - L - C - z_H - VS2 (VS4) - U_d - VS11$ . При  $u_C = U_d$  відкривається зворотний діод  $VD6$  і енергія, накопичена в дроселі, віддається у конденсатор. При цьому заряд конденсатора продовжується по контуру  $L - C - VD5 - U_d - VS11 - L$  пока  $i_C \geq i_L \geq 0$ .

З моменту закриття тиристора  $VS5$  і до моменту закриття зворотного діода  $VD5$  напруга на тиристорі  $VS5$  дорівнює нулю. За цей час тиристор відновлює свої запірні властивості.

Наведений інвертор значно менш стійкий до зміни навантаження, ніж інвертор, виконаний за схемою 2.96.

В інверторі, що розглядається, при збільшенні струму навантаження збільшується напруга на конденсаторі. Для обмеження амплітуди коливань напруги на конденсаторі можуть бути використані діодно-резисторні ланцюги скиду збиткової енергії з комутуючого контуру (на рисунку показані пунктиром). Після закінчення процесу комутації, пов'язаного із закриттям, наприклад, тиристора  $VS5$ , комутуючий конденсатор  $C$ , заряджений до напруги, яка перевищує напругу  $U_d$ , розряджається по контуру  $C - L - R - VD7 - U_d - VD6 - C$  до напруги  $U_d$ . Розрядний резистор  $R$  надає розряду конденсатора аперіодичний характер, що необхідно для того, щоб конденсатор не розрядився до напруги, меншої за  $U_d$ .

Для установалення початкової напруги на конденсаторі при пуску інвертора та забезпечення працездатності його в режимі холостого хо-

ду, (коли відсутня частина потрібної для комутації енергії, що визначається струмом навантаження), застосовують ланцюги зарядки та підзарядки конденсатора від джерела живлення. Контури зарядки та підзарядки створюються навхрест лежачими робочими ( $VS5$ ,  $VS6$ ) та зарядними ( $VS13$ ,  $VS14$ ) тиристорами. Резистор  $R$  забезпечує аперіодичний характер процесів зарядки та підзарядки, що дозволяє підтримувати напругу на конденсаторі перед комутацією незмінною та рівною  $U_d$  у всіх режимах роботи інвертора.

Основні переваги інвертора з дроселем у колі конденсатора: а) невелика установлена потужність комутуючих дроселів, тому що вони винесені з силового кола; б) прямі напруги на робочих тиристорах не набагато перевищують напругу джерела живлення; в) відсутність короткозамкнених контурів; г) повільне зростання струму в комутуючих тиристорах і спадання струму у робочих тиристорах.

Недоліки інвертора: а) мала переважувальна здатність; б) близька до нуля зворотна напруга на робочих тиристорах на інтервалі відновлення їх запірних властивостей, що призводить до збільшення реального часу відновлення їх запірних властивостей, а саме у 2...5 разів. Для одержання негативної напруги на робочому тиристорі на інтервалі відновлення його запірних властивостей у коло зворотних діодів можна ввімкнути дросель; в) велика швидкість зростання прямої напруги після закриття тиристорів.

## Приклади

**Приклад 2.1.** Розрахувати інвертор струму для живлення індукційної установки з наступними даними: вихідна активна потужність  $P_n = 100$  кВт; вихідна частота  $f = 2500$  Гц; діюче значення напруги на навантаженні  $U_n = 750$  В; коефіцієнт потужності  $\cos \varphi_n = 0,25$ ; напруга мережі живлення  $U_m = 3 \times 380$  В; частота мережі живлення  $f_m = 50$  Гц; напруга джерела живлення  $U_d = 500$  В.

Розв'язання 1. Вибираємо в якості інвертора однофазний мостовий паралельний інвертор струму (рис. 2.2,а).

2. Для одержання добре зглаженого струму, забезпечення надійного протікання перехідних процесів при запуску інвертора та забезпечення допустимої швидкості зростання струму при короткому замиканні у колі змінного



струму інвертора вибираємо добротність інвертора  $Q = 6...12$  ( $Q = \omega L_d / r_E$ , де  $r_E$  — активний еквівалентний опір кола змінного струму навантажувального коливального контуру інвертора при послідовній схемі заміщення). Приймаємо  $Q = 10.3$ . Визначаємо кут випередження  $\beta$  з виразу (2.4)

$$\beta = \arccos \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2} U_H} = \arccos \frac{\pi \cdot 500}{2\sqrt{2} \cdot 750} = 42^\circ.$$

(Якщо  $U_d$  задана, то кут  $\beta$  треба знаходити за заданою напругою  $U_H$ ; при результаті  $65^\circ < \beta < 30^\circ$  опускаємо розрахований кут і вибираємо  $\beta = 30...45^\circ$ , а величину вихідної напруги одержуємо через узгоджуючий вихідний трансформатор. Якщо  $U_d$  не задана, то задаємо кут  $\beta = 30...45^\circ$ , наприклад,  $\beta = 35^\circ$  і визначаємо необхідну величину  $U_d$ . Якщо  $U_d$  не регламентована, то для того, щоб змінна напруга була мало спотворена, перехідні процеси при пуску протікали нормально, кут випередження вибирають  $\beta_{opt} = 30...45^\circ$ ).

4. Визначаємо активний опір навантаження та індуктивність навантаження

$$r_H = \frac{U_H^2 \cos^2 \varphi_H}{P_H} = \frac{750^2 \cdot 0,25^2}{100000} = 0,35 \text{ Ом},$$

$$L_H = \frac{r_H \operatorname{tg} \varphi_H}{\omega} = \frac{0,35 \cdot 3,87}{2\pi \cdot 2500} = 0,0000863 \text{ Гн} = 86,3 \text{ мГн},$$

де  $\varphi_H = 75,5^\circ$ .

5. Визначаємо розлад  $\xi_0 = \omega_k / \omega$  (як відомо, робота інвертора струму можлива тільки при загальному ємнісному навантаженні, тобто  $\xi_0 < 1$ ) навантажувального коливального контуру, який забезпечує кут випередження  $\beta$ ,

$$\xi_0^2 = \frac{\operatorname{tg} \varphi_H + \operatorname{ctg} \varphi_H}{\operatorname{tg} \varphi_H + \operatorname{tg} \beta} = \frac{3,87 + 0,26}{3,87 + 0,9} = 0,86.$$

6. Обчислюємо ємність конденсатора  $C$ , яка необхідна для компенсації індуктивності  $L_H$  навантаження та створення розладу  $\xi_0$ ,

$$C = \frac{1}{(\xi_0^2 \omega^2 L_H)} = \frac{1}{[0,86(2\pi \cdot 2500)^2 \cdot 86,3 \cdot 10^{-6}]} = 54,6 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 54,6 \text{ мкФ}.$$

7. Визначаємо відносне  $r'_E$  та абсолютне значення  $r_E$  активного еквівалентного опору кола змінного струму навантажувального коливального контуру інвертора при послідовній схемі заміщення

$$r'_E = \frac{\xi_0^2 \operatorname{ctg} \varphi_H}{(1 - \xi_0^2)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} = \frac{0,86 \cdot 0,26}{(1 - 0,86)^2 + 0,26^2} = 2,56;$$

$$r_E = r'_E / (\omega C) = 2,56 / (2 \cdot \pi \cdot 2500 \cdot 54,6 \cdot 10^{-6}) = 2,99 \text{ Ом}.$$

8. Визначаємо величину індуктивності вхідного дроселя  $L_d$

$$L_d = Q r_E / \omega = 10 \cdot 2,99 / (2 \cdot \pi \cdot 2500) = 0,0019 \text{ Гн} = 1,9 \text{ мГн}.$$

9. Визначаємо час, що надається тиристорам для відновлення запірних властивостей тиристорів,

$$t_{\text{вим}} = \beta / (360 f) = 42 / (360 \cdot 2500) = 46,6 \text{ мкс}.$$

10. Середнє значення струму  $I_d$ , який споживається від джерела живлення,

$$I_d = 0,234 \frac{U_d}{\omega L_d} \left[ 5,3 \frac{\omega L_d}{r_E} - 2 \operatorname{tg} \beta \right] =$$

$$= 0,234 \frac{500}{2\pi \cdot 2500 \cdot 0,0019} \left[ 5,3 \frac{2\pi \cdot 2500 \cdot 0,0019}{2,99} - 2 \operatorname{tg} 42^\circ \right] = 200,2 \text{ А}.$$

11. Максимальна напруга на конденсаторі та тиристорах інвертора

$$U_{Cm} = U_{VSm} = U_{Hm} = 750 \cdot \sqrt{2} = 1060,6 \text{ В}.$$

12. Максимальне значення змінного струму інвертора

$$I_{m\sim} = \frac{U_{Cm}}{z_E} = \frac{\sqrt{2} U_C}{r_E} \cos \beta = \frac{\sqrt{2} \cdot 750}{2,99} \cos 42^\circ = 262,8 \text{ А}.$$

13. Середнє значення струму тиристорів

$$I_{aVS} = I_d / 2 = 200,2 / 2 = 100,1 \text{ А}.$$

Критерії вірності одержаного результату:

14.1. При  $\eta_i = 1$

$$P_H = \frac{1}{2} U_{Cm} I_{m\sim} \cos \beta = \frac{1}{2} \cdot 1060,6 \cdot 262,8 \cdot \cos 42^\circ = 103566 \text{ Вт} \approx 103,6 \text{ кВт}.$$

В інверторі без втрат потужність, яка витрачається у навантаженні, дорівнює потужності, яка споживається від джерела живлення,

$$P_H = P_d = U_d I_d = 500 \cdot 200,2 = 100100 \text{ Вт} = 100,1 \text{ кВт}.$$

Похибка розрахунку складає не більше 3,6 %, що припустимо.

14.2. Струм  $I_d = 200,2 \text{ А}$  повинен дорівнювати теоретичному значенню

$$I_{d \text{ теор}} = P_d / U_d = 100000 / 500 = 200 \text{ А}.$$

Ураховуючи отримані результати, вибираємо з довідника тиристори:

$$I'_{aVS} = K_{зс} I_{aVS} = 2 \cdot 100,1 = 200,2 \text{ А},$$

$$U'_{VSm} = K_{зн} U'_{VSm} = 1,3 \cdot 1060,6 = 1378,8 \text{ В},$$

де  $K_{зс} = 1,8 \dots 2,0$  — коефіцієнт запасу за струмом;  $K_{зн} = 1,3 \dots 1,5$  — коефіцієнт запасу за напругою.

Вибираємо тиристори типу ТБ253—1000, 14 класу, які при природному охолодженні з радіатором типу 0353 - 150 допускають середній струм 212 А.

дній струм 212 А.

$$U'_{VSm} = K_{зн} U'_{VSm} = 1,3 \cdot 1060,6 = 1378,8 \text{ В},$$

де  $K_{зс} = 1,8 \dots 2,0$  — коефіцієнт запасу за струмом;  $K_{зн} = 1,3 \dots 1,5$  — коефіцієнт запасу за напругою.

Вибираємо тиристори типу ТБ253—1000, 14 класу, які при природному охолодженні з радіатором типу 0353 - 150 допускають середній струм 212 А.

Вибираємо конденсатор типу К75-24 з  $U_{ном} = 1600 \text{ В}$  ємністю 10 мкФ (вмикаємо шість конденсаторів паралельно).

**Приклад 2.2.** Розрахувати трифазний паралельний інвертор струму за наступними даними: лінійна напруга на навантаженні  $U_{нл} = 380 \text{ В}$ ; струм фази навантаження  $I_{нф} = 10 \text{ А}$ ; діапазон зміни струму навантаження (5...15 А); вихідна частота  $f = 50 \text{ Гц}$ ; коефіцієнт потужності навантаження  $\cos \varphi_n = 0,5$ .

Розв'язання 1. Вибираємо трифазну мостову схему інвертора струму (рис. 2.7,а), для якої коефіцієнт схеми  $K_{сх} = \pi / (3\sqrt{6})$ .

$$P_{нmax} = \frac{3U_{нф} I_{нфmax} \cos \varphi_n}{\eta_i} = \frac{3 \cdot 220 \cdot 15 \cdot 0,5}{1,0} = 4950 \text{ Вт},$$

де  $U_{нф} = 220 \text{ В}$ ;  $\eta_i$  — ККД інверторного трансформатора (звичайно його значення знаходиться в межах 0,8...0,9). Вибираємо безтрансформаторний варіант інвертора, тобто  $\eta_i = 1,0$ .

3. Нехтуючи втратами в інверторі, маємо

$$P_d = P_{нmax} = 4950 \text{ Вт}.$$

4. Необхідний мінімальний кут випередження

$$\beta_{min} = (1,4 \dots 2,0) \delta = (1,4 \dots 2,0) 0,36^\circ = (0,5 \dots 0,72)^\circ,$$

де  $\delta$  — кут відновлення запірних властивостей тиристора;

$$\delta = 360^\circ f t_{\text{відн}} = 360^\circ \cdot 50 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 0,36^\circ; t_{\text{відн}} \text{ — час відновлення.}$$

Приймаємо  $t_{\text{відн}} = 20 \text{ мкс}$ .

Приймаємо  $\beta_{\text{min}} = 2^\circ$ .

5. Напряга на вході інвертора

$$U_d = \frac{U_{\text{нф}} \cos \beta_{\text{min}}}{K_T K_{\text{сх}}} = \frac{220 \cdot 3\sqrt{6} \cdot 1}{1 \cdot \pi} = 515 \text{ В},$$

де  $K_T = w_2/w_1$  — коефіцієнт трансформації інверторного трансформатора.

Оскільки інвертор не має трансформатора, то  $K_T = 1$ .

6. Вхідний струм інвертора

$$I_d = P_d / U_d = 4950 / 515 = 9,6 \text{ А}.$$

На підставі необхідних значень  $U_d$  і  $I_d$  розраховуємо випрямляч, що живить інвертор.

7. Середнє значення струму тиристорів інвертора

$$I_a = I_d / 3 = 3,2 \text{ А}.$$

8. Максимальна пряма напряга на тиристорах і комутуючих конденсаторах

$$U_{\text{прmax}} = U_{C\text{max}} = U_{\text{лmax}} / K_T = \sqrt{2} \cdot 380 / 1 = 537,4 \text{ В}.$$

9. Вибір тиристорів. Середній струм тиристора

$$I'_a = K_{3c} I_a = 2 \cdot 3,2 = 6,4 \text{ А},$$

де  $K_{3c} = 1,8 \dots 2,0$  — коефіцієнт запасу за струмом.

Максимальна пряма напряга

$$U'_{\text{прmax}} = K_{3н} U_{\text{прmax}} = 1,5 \cdot 537,4 = 806,1 \text{ В},$$

де  $K_{3н} = (1,3 \dots 1,5)$  — коефіцієнт запасу за напругою. З довідника вибираємо тиристиори типу Т132-16, 13 класу, які з охолоджувачем типу О131-60 при природному охолодженні допускають середній струм 9 А.

10. Потужність конденсаторної батареї

$$Q_C = P_{\text{нmax}} ((\sin \varphi_{\text{н}} + \cos \varphi_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta_{\text{min}})) = 4950(0,866 + 0,5 \cdot 0,035) = 4373,3 \text{ ВАР}.$$

11. Ємність комутуючого конденсатора

$$C = \frac{Q_C}{3U_{\text{н}}^2 \omega} = \frac{4373,3}{3 \cdot 380^2 \cdot 2\pi \cdot 50} \approx 32 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо конденсатори типу К75-24 з робочою напругою 1000 В і ємністю 8 мкФ (вмикаємо 4 конденсатори паралельно).

12. Індуктивність дроселя  $L_d$  у колі джерела живлення для трифазної мостової схеми

$$L_d \gg \frac{1}{72f} \left( \frac{U_{d\max}}{\cos\beta_{\min}} \right)^2 \frac{[1 - \cos(\beta_{\min} + \pi/6)]}{P_{\text{н min}}} \cos\beta_{\min}, \text{ якщо } \beta_{\min} < \pi/6;$$

і

$$L_d \geq \frac{1}{144f} \left( \frac{U_{d\max}}{\cos\beta_{\min}} \right)^2 \frac{\sin 2\beta_{\min}}{P_{\text{н min}}}, \text{ якщо } \beta_{\min} > \pi/6.$$

Оскільки  $\beta_{\min} = 2^\circ < \pi/6$ ,

$$L_d \geq \frac{1}{72 \cdot 50} \left( \frac{515}{1} \right)^2 \frac{[1 - \cos(2^\circ + 30^\circ)]}{1650} \cos 2^\circ = 0,00053 \text{ Гн},$$

де  $P_{\text{н min}} = \frac{3U_{\text{нф}} I_{\text{нф min}} \cos\varphi_{\text{н}}}{\eta_i} = \frac{3 \cdot 220 \cdot 5 \cdot 0,5}{1} = 1650 \text{ Вт}$  — мінімальна активна потужність на виході інвертора.

Приймаємо  $L_d = 2 \text{ мГн}$ .

**Приклад 2.3.** Розрахувати однофазний резонансний послідовний інвертор без зворотних діодів за наступними даними: вихідна потужність  $S_{\text{н}} = 500 \text{ ВА}$ ; межі зміни вихідної потужності (75...115) %; вихідна напруга  $U_{\text{н}} = 200 \text{ В}$ ; коефіцієнт потужності навантаження  $\cos\varphi_{\text{н}} = 0,7$ ; вихідна частота  $f = 500 \text{ Гц}$ .

Р о з в' я з а н н я 1. Вибираємо напівмостову схему послідовного резонансного інвертора без зворотних діодів (рис. 2.22,б).

2. Номінальний струм навантаження

$$I_{\text{н}} = S_{\text{н}} / U_{\text{н}} = 500 / 200 = 2,5 \text{ А}.$$

3. Повний, активний і реактивний опір навантаження

$$z_{\text{н}} = U_{\text{н}} / I_{\text{н}} = 200 / 2,5 = 80 \text{ Ом};$$

$$r_{\text{н}} = z_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}} = 80 \cdot 0,7 = 56 \text{ Ом};$$

$$x_{\text{н}} = z_{\text{н}} \sin\varphi_{\text{н}} = 80 \cdot 0,71 = 57 \text{ Ом}.$$

4. Активний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,  $r'_{\text{н}} = r_{\text{н}} / K_{\text{т}}^2$ , де  $K_{\text{т}} = \omega_2 / \omega_1$  — коефіцієнт трансформації.

Приймаємо безтрансформаторну схему інвертора ( $K_{\text{т}} = 1$ ).

5. Приймаємо при номінальному навантаженні інвертора режим природної комутації  $\omega/\omega_0 = 0,9$ , тоді

$$\omega_0 = \omega / 0,9 = 2\pi f / 0,9 = 2\pi \cdot 500 / 0,9 = 3489 \text{ рад/с}.$$

6. Приймаємо добротність коливального контуру при номінальному навантаженні  $Q = \omega_0 L_{\text{сп}} / r'_H = 2$  ( $Q = 2 \dots 5$ , більшому значенню  $Q$  відповідає більший час  $t_{\text{п}}$  (див. рис. 2.21,а), але й більша установлена потужність елементів схеми), тоді спільна індуктивність інвертора

$$L_{\text{сп}} = L_H + L_1 = Q r'_H / \omega_0 = 2 \cdot 56 \cdot 10^3 / 3489 = 32,1 \text{ мГн}.$$

7. Індуктивність навантаження

$$L_H = x_H / \omega = 57 / (2\pi \cdot 500) = 18,1 \text{ мГн}.$$

8. Індуктивність комутуючого дроселя

$$L = L_1 = L_2 = L_{\text{сп}} - L_H = 32,1 - 18,1 = 14 \text{ мГн}.$$

9. Сумарна ємність конденсатора

$$C = \frac{10^6}{L_{\text{сп}} \left[ \omega_0^2 + \frac{(r'_H)^2}{4L_{\text{сп}}^2} \right]} = \frac{10^6}{32,1 \cdot 10^{-3} \left( 3489^2 + \frac{56^2}{4 \cdot 32,1^2 \cdot 10^{-6}} \right)} = 2,4 \text{ мкФ}.$$

Отже, ємність кожного конденсатора в схемі дорівнює

$$C_1 = C_2 = C/2 = 1,2 \text{ мкФ}.$$

10. Час і кут затримки

$$t_{\text{п}} = \frac{\pi}{\omega} - \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{3140} - \frac{\pi}{3489} = 110 \text{ мкс},$$

$$\beta_{\text{п}} = \omega t_{\text{п}} \frac{180^\circ}{\pi} = 3140 \cdot 110 \cdot 10^{-6} \frac{180^\circ}{\pi} = 19,8^\circ.$$

11. Прийемо схемний час вимикання  $t_{\text{вим}} = (1,5 \dots 2,0)t_{\text{відн}}$ , тобто  $t_{\text{вим}} = 60 \text{ мкс}$ . Тоді кут вимикання

$$\beta_{\text{вим}} = \omega t_{\text{вим}} \frac{180^\circ}{\pi} = 3140 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \frac{180^\circ}{\pi} = 10,8^\circ.$$

Оскільки кут затримки  $\beta_{\text{п}}$  значно перевищує кут вимикання  $\beta_{\text{вим}}$ , то значення власного кута вимикання  $\beta_{\text{с}}$  (кут, на протязі якого на тиристорі підтримується негативна напруга при відкритті наступного тиристора,) для номінального режиму не треба.

12. При зменшенні навантаження  $r'_H$  і  $x'_H$  зростають, власна частота зменшується, настає граничний режим, а при подальшому зменшенні навантаження — режим примусової комутації. У табл. 2.6 наведені результати розра-

хунку  $\omega/\omega_0$  для номінального режиму, а також для  $I_H = 115\%I_{Hном}$ ,

$$I_H = 75\%I_{Hном}. \text{ У табл. 2.6 } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{сп}C} - \frac{(r'_H)^2}{4L_{сп}^2}}.$$

Таблиця 2.6

Режим	$I_H$ , А	$z'_H$ , Ом	$r'_H$ , Ом	$L_H$ , мГн	$\omega_0$ , рад/с	$f_0$ , Гц	$\omega/\omega_0$
Природна комутація	2,5	80	56	18,1	3489	560	0,9
Природна комутація	2,87	69,7	49	15,7	3590	571	0,875
Природна комутація	1,87	107	75	24,2	3250	518	9,965

13. Струм навантаження, при якому власний кут вимикання  $\beta_c$  буде до-рівнювати куту вимикання  $\beta_{вим} = 10,8^\circ$ ,

$$I_{H\min} = \frac{\operatorname{tg}\beta_c U_H \cos\varphi_H + U_H \sin\varphi_H}{x_C} =$$

$$= \frac{(0,19 \cdot 200 \cdot 0,7 + 200 \cdot 0,71) \cdot 2,4 \cdot 3140}{10^6} = 1,27 \text{ А}.$$

Оскільки  $I_H = 75\%I_{Hном} = 1,87 \text{ А}$  більше, ніж  $I_{H\min}$ , то комутація у схемі інвертора при всіх режимах роботи буде надійною.

14. Напряга на вході інвертора

$$U_d = \frac{1}{\eta_i} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_H \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega}} \cos\varphi_H,$$

де  $\eta_i = 0,8$  — ККД інвертора.

Таблиця 2.7

Режим	$I_H$ , А	$\sqrt{\omega_0/\omega}$	$\sqrt{\omega/\omega_0}$	$U_d$ , В	$I_d$ , А
Природна комутація	2,5	1,05	0,95	205,3	2,13
Природна комутація	2,87	1,07	0,94	208,4	2,4
Природна комутація	1,87	1,02	0,98	198,3	1,65

Значення  $U_d$  наведені у табл. 2.7.

15. Середній струм тиристорів

$$I_a = I_d = 2,4 \text{ А}.$$

16. Максимальне значення зворотної та прямої напруг на тиристорах визначаємо для режиму найбільшого навантаження ( $I_H = 2,87 \text{ А}$ ). Для даного режиму  $\omega_0 = 3590 \text{ рад/с}$ :

$$L_H = 15,7 \text{ Гн}; L_{\text{сн}} = L + L_H = 13,9 + 15,7 = 29,6 \text{ мГн}; r'_H = 49 \text{ Ом};$$

$$Q = \frac{\omega_0 L_{\text{сн}}}{r'_H} = \frac{3590 \cdot 29,6 \cdot 10^{-3}}{49} = 2,17;$$

$$\rho = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\pi}{2Q}}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\pi}{2 \cdot 2,17}}} = 2,5;$$

$$U_{\text{звmax}} = U_d \left( 2\rho \frac{L}{L + L_H} - 1 \right) = 208,4 \left( 2 \cdot 2,5 \frac{13,9}{29,6} - 1 \right) = 280,9 \text{ В};$$

$$U_{\text{прmax}} = U_d \cdot 2\rho \frac{L}{L + L_H} = 208,4 \cdot 2 \cdot 2,5 \frac{13,9}{29,6} = 489,3 \text{ В}.$$

17. Вибираємо тиристри: на середній струм  $I'_a = K_{3c} I_a = 2 \cdot 2,4 = 4,8 \text{ А}$  з максимальною прямою напругою  $U'_{\text{прmax}} = 1,5 U_{\text{прmax}} = 1,5 \cdot 489,3 = 734 \text{ В}$ . З довідника вибираємо тиристри типу ГЧ-25 8 класу, які з охолоджувачем О151-80 допускають середній струм 12 А при природному охолодженні.

18. Максимальна напруга на комутуючих конденсаторах

$$U_{C \text{ max}} = Q U_H = 2,17 \cdot 200 = 434 \text{ В}.$$

У зв'язку з тим, що допустима робоча напруга конденсаторів типу МБГЧ на частоті 500 Гц повинна бути зменшена на 50 % у порівнянні з допустимою робочою напругою на частоті 50 Гц, для комутуючих конденсаторів  $C_1 = C_2 = C/2 = 1,2 \text{ мкФ}$  вибираємо конденсатори МБГЧ з робочою напругою 1000 В і ємністю 1 мкФ і 0,25 мкФ.

**Приклад 2.4.** Розрахувати послідовно-паралельний резонансний інвертор без зворотних діодів (рис. 2.23) за наступними даними: вихідна потужність  $P_H = 2,7 \text{ кВт}$ ; напруга на навантаженні  $U_H = 185 \text{ В}$ ; вихідна частота  $f = 135 \text{ кГц}$ ; коефіцієнт потужності навантаження  $\cos \phi_H = 0,05$ ; напруга джерела живлення  $U_d = 245 \text{ В}$ ; величина паузи між імпульсами вхідного струму  $\theta_0 = 40^\circ$ .



Розв'язання 1. За заданою паузою між імпульсами вхідного струму  $i_d$  інвертора (див. рис. 2.24,а) визначаємо відношення частот  $\omega_k/\omega$

$$\frac{\omega_k}{\omega} = \frac{\pi}{\pi - \vartheta_0} = \frac{180}{180 - 40} = 1,28,$$

де  $\omega_k = \sqrt{\frac{1}{C_E L_d} - \frac{r_E^2}{4L_d^2}}$  — власна кутова частота еквівалентного контуру;

$$r_E = r_{(1)} = \frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{\xi_0^2 \operatorname{ctg} \varphi_H}{(1 - \xi_0^2)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H} \text{ — еквівалентний активний опір паралель-$$

ного контуру  $r_H, L_H, C_2$ ;  $\varphi_H$  — кут зсуву фаз між першими гармоніками струму навантаження  $i_H$  та напругою на навантаженні;  $\operatorname{tg} \varphi_H = \omega L_H / r_H$ ;  $\psi$  — кут зсуву фаз між першими гармоніками інвертованого струму  $i_{(1)}$  та напругою на

навантаженні;  $\operatorname{tg} \psi = \frac{\frac{1}{\sin^2 \varphi_H} - \xi_0^2}{\xi_0^2} \operatorname{tg} \varphi_H$ ;  $\delta$  — кут зсуву фаз між першою гармо-

нікою інвертованого струму  $i_{(1)}$  та напругою у діагоналі інверторного моста  $u_{ab}$ ;  $\operatorname{tg} \delta = \left( K / r'_E \right) + \operatorname{tg} \psi$ ;  $K = C_2 / C_1$ ;  $r'_{(1)} = r'_E$  — відносний еквівалентний опір паралельного контуру;

$r'_E = r_E \omega C_2 = \xi_0^2 \operatorname{ctg} \varphi_H / \left[ (1 - \xi_0^2)^2 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_H \right]$ ;  $C_{\Sigma C} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ ;  $\varphi_H$  — кут зсуву фаз між першою гармонікою інвертованого струму  $i_{(1)}$  та інвертованим струмом  $i$  у випадку, коли  $L_d \rightarrow \infty$ . Щоб напруга  $u_{ab}$  була близькою до синусоїдальної, кут  $\delta = 35^\circ \dots 65^\circ$ .

2. Вибираємо кут  $\delta$  зі співвідношення

$$\operatorname{tg} \delta > \omega_k / \omega; \operatorname{tg} \delta = 1, 2 \dots 2, 5.$$

Приймаємо  $\operatorname{tg} \delta = 2$ . Тоді  $\delta = 63, 4^\circ$ .

Вибір дуже великого кута  $\delta$  є недоцільним, тому що це призводить до неприпустимого збільшення напруги  $u_{ab}$  (у діагоналі моста) та інших параметрів інвертора, а також настає спотворення кривих струму та напруги.

3. Визначаємо добротність контуру

$$Q = \frac{\omega L_d}{r_E} = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_k} \right)^2 \left[ \operatorname{tg} \delta + \sqrt{\operatorname{tg}^2 \delta - \left( \frac{\omega_k}{\omega} \right)^2} \right] =$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1,28} \right)^2 \left[ 2 + \sqrt{2^2 - 1,28^2} \right] = 1,08.$$

Наведений вираз відображує саме загальні зв'язки в інверторі між параметрами кола постійного струму (вхідний дросель  $L_d$ ), параметрами кола змінного струму ( $\text{tg} \delta$  і  $r_E$ ) і частотою керування. Для режиму переривчастого струму джерела живлення  $Q < 6$ .

4. Визначаємо кут  $\varphi_1$

$$\varphi_1 = 1,35 \vartheta_0 / 2 = 1,35 \cdot 40 / 2 = 27^\circ.$$

5. Визначаємо максимальну напругу в діагоналі моста

$$\begin{aligned} U_{r m} = U_{abm} &= \frac{(\pi - \vartheta_0) U_d}{\cos(\delta - \varphi_1) + \cos(\delta - \varphi_1 + \vartheta_0)} = \\ &= \frac{(3,14 - 0,698) \cdot 245}{\cos(63,4^\circ - 27^\circ) + \cos(63,4^\circ - 27^\circ + 40^\circ)} = 575,3 \text{ В}. \end{aligned}$$

6. Визначаємо кут зсуву фаз  $\psi$  між першими гармоніками інвертованого струму  $i_{(1)}$  та напругою на навантаженні  $u_H$

$$\psi = \arccos \frac{U_{r m} \cos \delta}{\sqrt{2} U_H} = \arccos \frac{575,3 \cdot 0,447}{\sqrt{2} \cdot 185} = 10^\circ.$$

7. Розлад навантажувального контуру ( $\xi_0 = \omega_k / \omega$ )

$$\xi_0^2 = \frac{\text{tg} \varphi_H + \text{ctg} \varphi_H}{\text{tg} \varphi_H + \text{tg} \psi} = \frac{19,97 + 0,05}{19,97 + 0,176} = 0,993.$$

8. Ємність паралельного конденсатора  $C_2$

$$C_2 = \frac{1}{\xi_0^2 \omega^2 L_H} = \frac{1}{0,993 \cdot (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}} = 1,9 \text{ мкФ},$$

де

$$L_H = \frac{\text{tg} \varphi_H r_H}{\omega} = \frac{19,97 \cdot 0,032}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3} = 0,75 \text{ мкГн};$$

$$r_H = \frac{U_H^2 \cos^2 \varphi_H}{P_H} = \frac{185^2 \cdot 0,05^2}{2700} = 0,032 \text{ Ом}.$$

9. Визначаємо еквівалентні опори

$$r'_E = \frac{\xi_0^2 \text{ctg} \varphi_H}{(1 - \xi_0^2)^2 + \text{ctg}^2 \varphi_H} = \frac{0,993 \cdot 0,05}{(1 - 0,993)^2 + 0,05^2} = 19,48;$$

$$r_E = r'_E / (\omega C_2) = 19,48 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 1,9 \cdot 10^{-6}) = 12,1 \text{ Ом}.$$

10. За кутами  $\delta$  ( $\text{tg}\delta$ ) і  $\psi$  ( $\text{tg}\psi$ ) визначаємо співвідношення

$$K = C_2 / C_1 = r'_E (\text{tg}\delta - \text{tg}\psi) = 19,48(2 - 0,176) = 35,5.$$

11. Ємність послідовного конденсатора  $C_1$

$$C_1 = C_2 / K = 1,9 \cdot 10^{-6} / 35,5 = 0,054 \cdot 10^{-6} \text{ мкФ}.$$

12. Індуктивність вхідного дроселя  $L_d$

$$L_d = Q_{r_E} / \omega = 1,08 \cdot 12,1 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3) = 15,4 \text{ мкГн}.$$

Приймаємо  $L_d = 16 \text{ мкГн}$ .

13. Максимальне значення першої гармоніки напруги на конденсаторі  $C_1$

$$\begin{aligned} U_{C1m} &= U_{r_m} K \left(1/r'_E\right) \cos\delta \cos(\vartheta_0/2) = \\ &= 575,3 \cdot 35,5 (1/19,48) \cdot 0,447 \cdot 0,94 = 440,5 \text{ В}. \end{aligned}$$

14. Середнє значення струму джерела живлення

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{U_d \lambda_{VS}^2}{\pi \omega L_d} \left[ \frac{1}{2} \frac{\cos(\delta - \varphi_1) - \frac{1}{\lambda_{VS}} \sin[\lambda_{VS} - (\delta - \varphi_1)] - \frac{1}{\lambda_{VS}} \sin(\delta - \varphi_1)}{\cos(\delta - \varphi_1) + \cos(\delta - \varphi_1 + \vartheta_0)} \right] = \\ &= \frac{245(3,14 - 0,698)^2}{\pi \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^{-6}} \left[ \frac{1}{2} \frac{\cos(63,4^\circ - 27^\circ)}{\cos(63,4^\circ - 27^\circ) + \cos(63,4^\circ - 27^\circ + 40^\circ)} + \right. \\ &\left. + \frac{\frac{1}{(3,14 - 0,698)} \sin[140^\circ - (63,4^\circ - 27^\circ)] - \frac{1}{(3,14 - 0,698)} \sin(63,4^\circ - 27^\circ)}{\cos(63,4^\circ - 27^\circ) + \cos(63,4^\circ - 27^\circ + 40^\circ)} \right] = 11,11 \text{ А}. \end{aligned}$$

15. Максимальне значення змінного струму інвертора (струму ключових приладів)

$$I_{m\sim} = \frac{U_{r_m}}{r_E} \cos\delta = \frac{U_{C2m}}{r_E} \cos\psi = \frac{575,3}{12,1} \cos 63,4^\circ = 21,28 \text{ А}.$$

16. Визначаємо час, який надається ключовим приладам для відновлення запірних властивостей. Для цього обчислюємо напругу на ключових приладах у кінці паузи (початок наступного півперіоду)

$$\begin{aligned} u_{кп}(0) &= \frac{U_d - u_r(0)}{2} = \frac{U_d - U_{r_m} \sin(\delta - \varphi_1)}{2} = \\ &= \frac{245 - 575,3 \sin(63,4^\circ - 27^\circ)}{2} = -48,2 \text{ В}. \end{aligned}$$

Оскільки  $U_{кп} < 0$ , то

$$t_{\text{вим}} = \delta - \varphi_1 + \vartheta_0 = 63,4^\circ - 27^\circ + 40^\circ = 76,4^\circ,$$

або у мікросекундах

$$t_{\text{вим}} = \frac{t_{\text{вим}} [^\circ\text{ел}] \cdot T [\text{мкс}]}{360} = \frac{t_{\text{вим}} [^\circ\text{ел}]}{f \cdot 360} = \frac{76,4}{135 \cdot 10^3 \cdot 360} = 1,6 \text{ мкс}.$$

Якщо одержимо, що  $U_{кп} > 0$ , то потрібно провести розрахунок спочатку, збільшивши кут  $\delta$ , до тих пір, поки не одержимо  $U_{кп} < 0$ .

Встановлено, що якщо прийняти  $\text{tg}\delta > \omega_k / \omega$ , режими роботи інвертора самі доцільні з  $U_{кп} < 0$ .

17. Визначаємо максимальну пряму напругу на ключових приладах

$$U_{кпм} = U_{гм} = 575,3 \text{ В}.$$

18. Середнє значення струму ключових приладів

$$I_{акп} = I_d / 2 = 11,11 / 2 = 5,56 \text{ А}.$$

19. Критерії вірності результатів проектування

$$\begin{aligned} P_{\text{н}} &= \frac{1}{2} U_{гм} I_{m\sim} \cos \delta = \frac{1}{2} U_{C_2м} I_{m\sim} \cos \psi = \\ &= \frac{1}{2} \cdot 575,3 \cdot 21,28 \cos 63,4^\circ = 2740,8 \text{ Вт}. \\ P_{\text{н}} &= P_d = U_d I_d = 245 \cdot 11,11 = 2722 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Максимальна похибка не перевищує 1,5 %, що припустимо. В якості ключових приладів доцільно обрати біполярні транзистори з ізольованим затвором.

**Приклад 2.5.** Розрахувати мостовий резонансний інвертор зі зворотними діодами (рис. 2.31,б) у режимі природного закриття ключових приладів перед закінченням півперіоду за наступними даними: вихідна потужність  $P_{\text{н}} = 2740 \text{ Вт}$ ; вихідна частота  $f = 135 \text{ кГц}$ ; вихідна напруга  $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$ ; коефіцієнт потужності навантаження  $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,06$ ; напруга джерела живлення  $U_d = 245 \text{ В}$ ; час протікання струму через зворотні діоди  $\lambda_{VD} = 40^\circ$  (рис. 2.32)

Розв'язання. 1. Визначаємо співвідношення частот  $\omega_k / \omega$

$$\frac{\omega_k}{\omega} = \frac{T/2}{T_k/2} = \frac{\pi}{\pi - \lambda_{VD} + \lambda'_{VD}} > 1,$$

$$\text{де } \lambda'_{VD} = (T_k/2) - (T/2).$$

Якщо тривалість  $\lambda'_{VD}$  невідома, то її можна визначити через інтервал паузи  $\lambda_{VD}$   $\lambda'_{VD} = (0,2 \dots 0,5)\lambda_{VD}$  і уточнити в процесі розрахунку.

Вибираємо  $\omega_k/\omega = 1,07$ .

2. Визначаємо кут  $\delta$  зі співвідношення

$$\operatorname{tg}\delta = (1,2 \dots 1,6)(\omega_k/\omega).$$

Приймаємо  $\operatorname{tg}\delta = 1,55$ . Тоді  $\delta = 57,2^\circ$ .

3. Визначаємо добротність контуру

$$Q = \frac{\omega L_d}{r_E} = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_k} \right)^2 \left[ \operatorname{tg}\delta + \sqrt{\operatorname{tg}^2\delta - \left( \frac{\omega_k}{\omega} \right)^2} \right] =$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1,07} \right)^2 \left[ 1,55 + \sqrt{1,55^2 - 1,07^2} \right] = 1,16.$$

4. Визначаємо кут  $\varphi_1$

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = 0,405 \operatorname{tg}\delta - \sqrt{0,164 \operatorname{tg}^2\delta - 0,189} =$$

$$= 0,405 \cdot 1,55 - \sqrt{0,164 \cdot 1,55^2 - 0,189} = 0,175,$$

звідки  $\varphi_1 = 9,9^\circ$ .

5. Визначаємо максимальну напругу між точками  $a$  і  $b$

$$U_{abm} = U_{rm} = \frac{\pi U_d}{2 \cos(\delta - \varphi_1)} = \frac{\pi \cdot 245}{2 \cos(57,2^\circ - 9,9^\circ)} = 567,3 \text{ В.}$$

6. На практиці звичайно використовують ємнісний розлад контуру (див. § 2.3.2).

Вибираємо  $\xi_0 = 0,992$ , ( $\xi_0^2 = 0,984$ ).

7. Визначаємо кут зсуву фаз  $\psi$  між першими гармоніками інвертованого струму  $i_{(1)}$  та напругою на навантаженні

$$\operatorname{tg}\psi = \operatorname{tg}\varphi_H \frac{\frac{1}{\sin^2\varphi_H} - \xi_0^2}{\xi_0^2} = 16,6 \frac{\frac{1}{0,996} - 0,984}{0,984} = 0,33.$$

Звідки  $\psi = 18,3^\circ$ .

8. Ємність паралельного конденсатора  $C_2$

$$C_2 = \frac{1}{\xi_0^2 \omega^2 L_H} = \frac{1}{0,984 \cdot (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,23 \cdot 10^{-6}} = 1,15 \text{ мкФ,}$$

$$\text{де } L_H = \frac{\text{tg}\varphi_H r_H}{\omega} = \frac{16,6 \cdot 0,063}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3} = 1,23 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 1,23 \text{ мкГн},$$

$$r_H = \frac{U_H^2 \cos^2 \varphi_H}{P_H} = \frac{220^2 \cdot 0,06^2}{2740} = 0,063 \text{ Ом}.$$

9. Визначаємо еквівалентні опори:

$$r'_E = \frac{\xi_0^2 \text{ctg}\varphi_H}{(1 - \xi_0^2)^2 + \text{ctg}^2 \varphi_H} = \frac{0,984 \cdot 0,06}{(1 - 0,984)^2 + 0,06^2} = 15,3 \text{ Ом},$$

$$r_E = r'_E / (\omega C_2) = 15,3 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 1,15 \cdot 10^{-6}) = 15,69 \text{ Ом}.$$

10. За кутами  $\delta(\text{tg}\delta)$  і  $\psi(\text{tg}\psi)$  визначаємо співвідношення

$$K = C_2 / C_1 = r'_E (\text{tg}\delta - \text{tg}\psi) = 15,3(1,55 - 0,33) = 18,7.$$

11. Ємність послідовного конденсатора  $C_1$

$$C_1 = C_2 / K = 1,15 \cdot 10^{-6} / 18,7 = 0,061 \cdot 10^{-6} \text{ мкФ} = 61 \text{ нФ}.$$

12. Індуктивність вхідного дроселя

$$L_d = r_E Q / \omega = 15,69 \cdot 1,16 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3) = 21 \text{ мкГн}.$$

Приймаємо  $L_d = 19 \text{ мкГн}$ .

13. Середнє значення струму ключових приладів

$$I_{\text{акп}} = \frac{U_d}{4\omega L_d} \left[ \text{tg}(\delta - \varphi_1)(1 + \cos\lambda_{VD}) - \sin\lambda_{VD} - \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} + \lambda_{VD} \right] =$$

$$= \frac{245}{4 \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} \left[ \text{tg}(57,2^\circ - 9,9^\circ)(1 + \cos 40^\circ) - \sin 40^\circ - \frac{0,7^2}{\pi} + 0,7 \right] =$$

$$= 6,9 \text{ А}.$$

14. Максимальне значення струму ключових приладів знаходимо, визначивши кут, при якому струм досягає максимальної величини,

$$\vartheta_m = \frac{\arctg 2Q(\omega_k / \omega)}{\omega_k / \omega} = \frac{\arctg 2 \cdot 1,16 \cdot 1,07}{1,07} = 63,6^\circ$$

або в радіанах  $\vartheta_m = 1,1 \text{ рад}$ .

$$I_{m\text{кп}} = \frac{U_d}{\omega L_d} \vartheta_m - \frac{U_{\text{гм}}}{\omega L_d} \left[ \cos(\delta - \varphi_1) - \cos(\delta - \varphi_1 - \vartheta_m) \right] =$$

$$= \frac{245}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} 1,1 - \frac{567,3}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} \times$$

$$\times [\cos(57,2^\circ - 9,9^\circ) - \cos(57,2^\circ - 9,9^\circ - 63,6^\circ)] = 26,5 \text{ А}.$$

15. Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{aVD} = \frac{U_d}{4\omega L_d} \left[ \operatorname{tg}(\delta - \varphi_1)(1 - \cos\lambda_{VD}) + \sin\lambda_{VD} - \lambda_{VD} + \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} \right] =$$

$$= \frac{245}{4 \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} \times$$

$$\times \left[ \operatorname{tg}(57,2^\circ - 9,9^\circ)(1 - \cos 40^\circ) + \sin 40^\circ - 0,7 + \frac{0,7^2}{\pi} \right] = 1,34 \text{ A} .$$

16. Максимальне значення струму зворотних діодів

$$I_{VDm} = \frac{U_d}{\omega L_d} \lambda_{VD} - \frac{U_{Im}}{\omega L_d} [\cos(\delta - \varphi_1) - \cos(\delta - \varphi_1 - \lambda_{VD})] =$$

$$\frac{245}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} 0,7 - \frac{567,3}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} \times$$

$$\times [\cos(57,2^\circ - 9,9^\circ) - \cos(57,2^\circ - 9,9^\circ - 40^\circ)] = 21,7 \text{ A} .$$

17. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = 2(I_{акп} - I_{aVD}) = \frac{U_d}{\omega L_d} \left[ \operatorname{tg}(\delta - \varphi_1) \cos\lambda_{VD} - \sin\lambda_{VD} - \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} + \lambda_{VD} \right] =$$

$$= \frac{245}{2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 19 \cdot 10^{-6}} \left[ \operatorname{tg}(57,2^\circ - 9,9^\circ) \cos 40^\circ - \sin 40^\circ - \frac{0,7^2}{\pi} + 0,7 \right] =$$

$$= 11,12 \text{ A}$$

18. Критерієм вірності результатів проектування є рівність струму  $I_d$  і теоретичного струму джерела живлення, який треба одержати від джерела живлення при заданій потужності  $P_n$  та напрузі джерела живлення  $U_d$ ,

$$I_{d \text{ теор}} = P_n / U_d = 2740 / 245 = 11,2 \text{ A} .$$

Похибка не перевищує 1,1 %.

Можливу різницю усувають, якщо провести одну або дві корекції інтервалу  $\lambda'_{VD}$ , тобто відношення частот  $\omega_k / \omega$ .

Якщо ми вибрали напівмостову схему інвертора, то у формули, наведені вище, замість  $U_d$  треба підставити  $U_d / 2$ .

**Приклад 2.6.** Розрахувати мостовий резонансний інвертор зі зворотними діодами (рис. 2.31,е) у режимі примусового закриття ключових приладів перед закінченням півперіоду за даними прикладу 2.5.

Розв'язання. 1. Згідно рис. 2.33, відношення частот дорівнює

$$\frac{\omega_k}{\omega} = \frac{T/2}{T_k/2} = \frac{\pi}{\pi + \lambda'_{VD}}.$$

Оскільки інтервал  $\lambda'_{VD}$  відраховується від заднього фронту імпульсу струму, який відрізняється повільним спадом, то він порівняно великий і приблизно визначається співвідношенням  $\lambda'_{VD} = (0,6 \dots 1,5)\lambda_{VD}$ , яке у процесі розрахунку уточнюється. Тоді

$$\frac{\omega_k}{\omega} = \frac{\pi}{\pi + (0,6 \dots 1,5)\lambda_{VD}} < 1.$$

Вибираємо  $\omega_k/\omega = 0,95$ .

2. Для забезпечення синусоїдальної форми напруги в діагоналі інверторного моста  $u_{ab}$  кут  $\delta = 35^\circ \dots 65^\circ$ .

Приймаємо  $\delta = 58^\circ$ . Тоді  $\text{tg}\delta = 1,6$ .

3. Визначаємо добротність контуру

$$Q = \frac{\omega L_d}{r_E} = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_k} \right)^2 \left[ \text{tg}\delta + \sqrt{\text{tg}^2\delta - \left( \frac{\omega_k}{\omega} \right)^2} \right] =$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{0,95} \right)^2 \left[ 1,6 + \sqrt{1,6^2 - 0,95^2} \right] = 1,6.$$

4. Визначаємо кут  $\varphi_1$

$$\text{tg}\varphi_1 = 0,405 \text{tg}\delta - \sqrt{0,164 \text{tg}^2\delta - 0,189} =$$

$$= 0,405 \cdot 1,6 - \sqrt{0,164 \cdot 1,6^2 - 0,189} = 0,168.$$

Звідки  $\varphi_1 = 9,53^\circ$ .

5. Визначаємо максимальну напругу між точками  $a$  і  $b$

$$U_{abm} = U_{Im} = \frac{\pi U_d}{2 \cos(\delta - \varphi_1)} = \frac{\pi \cdot 245}{2 \cos(58,5^\circ - 9,3^\circ)} = 580,2 \text{ В}.$$

6. Вибираємо ємнісний розлад контуру  $\xi_0 = 0,985$ , ( $\xi_0^2 = 0,97$ ).

7. Визначаємо кут зсуву фаз  $\psi$  між першими гармоніками інвертованого струму  $i_{(1)}$  та напругою на навантаженні.

$$\text{tg}\psi = \text{tg}\varphi_H \frac{\frac{1}{\sin^2\varphi_H} - \xi_0^2}{\xi_0^2} = 16,6 \frac{1}{0,97} - 0,97 = 0,58..$$



Звідки  $\psi=30,2^\circ$ .

8. Ємність паралельного конденсатора  $C_2$

$$C_2 = \frac{1}{\xi_0^2 \omega^2 L_H} = \frac{1}{0,97(2\pi \cdot 135 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,23 \cdot 10^{-6}} = 1,17 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо  $C_2 = 1,4 \text{ мкФ}$ .

9. Визначаємо еквівалентні опори:

$$r'_E = \frac{\xi_0^2 \text{ctg}\varphi_H}{(1 - \xi_0^2)^2 + \text{ctg}^2\varphi_H} = \frac{0,97 \cdot 0,06}{(1 - 0,97)^2 + 0,06^2} = 12,9;$$

$$r_E = r'_E / (\omega C_2) = 12,9 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 10^{-6}) = 10,9 \text{ Ом}.$$

10. За кутами  $\delta$  ( $\text{tg}\delta$ ) і  $\psi$  ( $\text{tg}\psi$ ) визначаємо співвідношення

$$K = C_2 / C_1 = r'_E (\text{tg}\delta - \text{tg}\psi) = 12,9(1,6 - 0,58) = 13,16.$$

11. Ємність послідовного конденсатора  $C_1$

$$C_1 = C_2 / K = 1,4 \cdot 10^{-6} / 13,16 = 0,106 \cdot 10^{-6} \text{ мкФ} = 0,106 \text{ нФ}.$$

12. Індуктивність вхідного дроселя

$$L_d = r_E Q / \omega = 10,9 \cdot 1,6 / (2\pi \cdot 135 \cdot 10^3) = 20,6 \text{ мкГн}.$$

13. Середнє значення струму ключових приладів

$$I_{акп} = \frac{U_d}{4\omega L_d} \left[ \text{tg}(\delta - \varphi_1)(1 + \cos\lambda_{VD}) - \sin\lambda_{VD} - \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} + \lambda_{VD} \right] =$$
$$= \frac{245}{4 \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 20,6 \cdot 10^{-6}} \times$$
$$\times \left[ \text{tg}(58^\circ - 9,53^\circ)(1 + \cos 40^\circ) - \sin 40^\circ - \frac{0,7^2}{\pi} + 0,7 \right] = 6,7 \text{ А}.$$

14. Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{aVD} = \frac{U_d}{4\omega L_d} \left[ \text{tg}(\delta - \varphi_1)(1 - \cos\lambda_{VD}) + \sin\lambda_{VD} - \lambda_{VD} + \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} \right] =$$
$$= \frac{245}{4 \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 20,6 \cdot 10^{-6}} \times$$
$$\times \left[ \text{tg}(58^\circ - 9,53^\circ)(1 - \cos 40^\circ) + \sin 40^\circ + \frac{0,7^2}{\pi} - 0,7 \right] = 1,27 \text{ А}.$$

15. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = 2(I_{акп} - I_{aVD}) = \frac{U_d}{\omega L_d} \left[ \operatorname{tg}(\delta - \varphi_1) \cos \lambda_{VD} + \sin \lambda_{VD} + \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} - \lambda_{VD} \right] =$$

$$= 2(6,7 - 1,27) = 10,9 \text{ А} .$$

(для напівмостового інвертора

$$I_d = \frac{U_d}{2\omega L_d} \left[ \operatorname{tg}(\delta - \varphi_1) \cos \lambda_{VD} + \sin \lambda_{VD} + \frac{\lambda_{VD}^2}{\pi} - \lambda_{VD} \right] .$$

16. Критерієм вірності результатів проектування є рівність струму  $I_d$  і теоретичного струму джерела живлення, який потрібно одержати від джерела живлення при заданій потужності  $P_H$  та напрузі живлення  $U_d$ ,

$$I_{d \text{ теор}} = P_H / U_d = 2740 / 245 = 11,2 \text{ А} .$$

Похибка складає 3 %.

**Приклад 2.7.** Розрахувати однофазний мостовий транзисторний інвертор напруги (рис. 2.39,а) за наступними даними: максимальна повна потужність навантаження за першою гармонікою при максимальній вихідній напрузі  $S_{(1)H} = 500 \text{ ВА}$ ; діапазон регулювання діючого значення першої гармоніки напруги на навантаженні  $U_{(1)H \min} = 100 \text{ В}$ ,  $U_{(1)H \max} = 150 \text{ В}$ ; коефіцієнт зсуву першої гармоніки  $\cos \varphi_{(1)} = 0,5$  (навантаження активно-індуктивне); частота вихідної напруги  $f = 400 \text{ Гц}$ ; напруга джерела живлення  $U_d = 60 \text{ В}$  (в якості джерела живлення інвертора використовується некерований однофазний випрямляч, підімкнений до мережі змінного струму); діапазоном зміни температури навколишнього середовища  $T^\circ\text{C} = -40 \dots + 40^\circ\text{C}$ .

Розв'язання. 1. Повний опір навантаження для основної гармоніки

$$z_H = U_{(1)H \max}^2 / S_{(1)H} = 150^2 / 500 = 45 \text{ Ом} .$$

2. Активний опір навантаження

$$r_H = z_H \cos \varphi_{(1)} = 45 \cdot 0,5 = 22,5 \text{ Ом} .$$

3. Індуктивний опір навантаження

$$x_H = 2\pi f L_H = z_H \sin \varphi_{(1)} = 45 \cdot 0,866 = 39 \text{ Ом} .$$

4. Визначаємо діюче значення напруги першої гармоніки, яка прикладається до первинної обмотки вихідного трансформатора. Для того, щоб поліпшити гармонічний склад вихідної напруги при максимальній потужності в навантаженні, приймаємо  $\lambda_{VT} = 2\pi/3$  або  $\theta = \pi/3$ . Нехтуючи спадом напру-

ги на відкритих транзисторах, знаходимо діюче значення першої гармоніки напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_{(q)1} = \frac{U_{(q)1m}}{q\sqrt{2}} = \frac{4U_d}{q\pi\sqrt{2}} \cos \frac{q\theta}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \sin \frac{\lambda_{VT}}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 60 \cdot 0,866 = 46,8 \text{ В},$$

де  $q = 1$ .

5. Коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора

$$K_T = U_{(1)H} / U_{(1)1} = 150 / 46,8 = 3,2.$$

6. Активний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,

$$r'_H = r_H / K_T^2 = 22,5 / 3,2^2 = 2,2 \text{ Ом}.$$

7. Індуктивний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,

$$x'_H = x_H / K_T^2 = 39 / 3,2^2 = 3,8 \text{ Ом}.$$

8. Параметр навантаження

$$k = r'_H (\omega L_H) = r'_H / x'_H = 2,2 / 3,8 = 0,578 ;$$

$$(\cos \varphi_{(1)}) = k / \sqrt{k^2 + 1}.$$

9. Базисний струм

$$I'_0 = U_d / r'_H = 60 / 2,2 = 27,3 \text{ А}.$$

10. Максимальне значення струму у первинній обмотці трансформатора

$$I'_{H0} = I'_0 \frac{e^{k\pi} - e^{k\theta}}{1 + e^{k\pi}} = 27,3 \frac{e^{\pi \cdot 0,578} - e^{\frac{\pi}{3} \cdot 0,578}}{1 + e^{\pi \cdot 0,578}} = 16,5 \text{ А}.$$

11. Максимальне значення струму транзисторів і зворотних діодів  $VD2$ ,  $VD3$

$$I_{VT \max} = I_{VD2,3 \max} = I'_{H0} = 16,5 \text{ А}.$$

12. Максимальне значення струму зворотних діодів  $VD1$ ,  $VD4$

$$I_{VD1,4 \max} = I'_0 \frac{e^{k\lambda_{VT}} - 1}{e^{k\pi} + 1} = 27,3 \frac{e^{\frac{2\pi}{3} \cdot 0,578} - 1}{e^{\pi \cdot 0,578} + 1} = 9 \text{ А}.$$

13. Кут та час провідності зворотних діодів  $VD1$ ,  $VD4$  при максимальній потужності навантаження

$$\sigma = \frac{1}{k} \ln \frac{e^{k\pi} + e^{k\lambda_{VT}}}{1 + e^{k\pi}} = \frac{1}{0,578} \ln \frac{e^{\pi \cdot 0,578} + e^{\frac{2\pi}{3} \cdot 0,578}}{1 + e^{\pi \cdot 0,578}} = 0,49 ;$$

$$t_{VD} = \sigma / (2\pi f) = 0,49 / (2 \cdot 3,14 \cdot 400) = 0,196 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

14. Середнє значення струму через зворотні діоди  $VD1$ ,  $VD4$  в режимі максимального навантаження

$$I_{aVD1,4} = \frac{I'_0}{2\pi} \left[ \frac{e^{k\lambda_{VT}} - 1}{k(1 + e^{k\pi})} - \sigma \right] = \frac{27,3}{2\pi} \left[ \frac{e^{\frac{2\pi}{3} \cdot 0,578} - 1}{0,578(1 + e^{\pi \cdot 0,578})} - 0,49 \right] = 0,36 \text{ А.}$$

15. Середнє значення струму через зворотні діоди  $VD2$ ,  $VD3$  в режимі максимального навантаження

$$I_{aVD2,3} = \frac{I'_0}{2\pi} \left[ \frac{e^{k\pi} - e^{k\theta}}{k(1 + e^{k\pi})} - \sigma \right] = \frac{27,3}{2\pi} \left[ \frac{e^{\pi \cdot 0,578} - e^{\frac{\pi}{3} \cdot 0,578}}{0,578(1 + e^{\pi \cdot 0,578})} - 0,49 \right] = 2,4 \text{ А.}$$

16. Максимальне значення напруги на транзисторах інвертора  $U_{KE\max}$  та зворотної напруги на зворотних діодах  $VD1 \dots VD4$

$$U_{KE\max} = U_{зв\ VD\max} = 60 \text{ В.}$$

17. З урахуванням коефіцієнта запасу за струмом  $K_{зс} = 1,8 \dots 2$  і коефіцієнта запасу за напругою  $K_{зн} = 1,3 \dots 1,5$  з довідника вибираємо транзистори та діоди (з метою уніфікації елементів інвертора зворотні діоди вибираємо однаковими за максимальним середнім струмом)

$$U'_{KE\max} = U'_{зв\ VD\max} = K_{зн} U_{KE\max} = 1,5 \cdot 60 = 90 \text{ В;}$$

$$I'_{K\max} = K_{зс} I'_{н0} = 2 \cdot 16,5 = 33 \text{ А;}$$

$$I'_{a\ VD\max} = K_{зс} I_{a\ VD2,3} = 2 \cdot 2,4 = 4,8 \text{ А.}$$

Вибираємо біполярні транзистори, типу  $n-p-n$  2Т827А, які допускають максимальний постійний струм 20 А; максимальний імпульсний струм 40 А; максимальну напругу  $U_{KE\max} = 100 \text{ В}$ ; максимальна напруга насичення  $\leq 2 \text{ В}$ .

В якості зворотних діодів вибираємо діоди типу 2Д213В з максимальною зворотною напругою 100 В і максимальним допустимим значенням середнього струму 10 А.

18. Діюче значення напруги на первинній обмотці трансформатора при максимальній потужності навантаження

$$U_1 = U_d \sqrt{\lambda_{VT} / \pi} = 60 \sqrt{(2\pi/3) / \pi} = 49 \text{ В.}$$

19. Діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора при максимальній потужності навантаження

$$U_2 = K_T U_1 = 3,2 \cdot 49 = 156,8 \text{ В}$$

20. Діюче значення струму у первинній обмотці трансформатора при максимальному навантаженні

$$I_1 = I'_0 \sqrt{\frac{\lambda_{VT}}{\pi} + \frac{1}{k\pi(1 + e^{k\pi})}} \left[ -e^{k\lambda_{VT}} + \frac{e^{k\pi}}{e^{k\lambda_{VT}}} - \frac{e^{2k\pi} - 1}{e^{k\pi} + 1} \right] =$$

$$= 27,3 \sqrt{\frac{2\pi/3}{\pi} + \frac{1}{0,578\pi(1 + e^{\pi \cdot 0,578})}} \left[ -e^3 + \frac{e^{0,578\pi}}{e^3} - \frac{e^{2 \cdot 0,578\pi} - 1}{e^{0,578\pi} + 1} \right] =$$

$$= 10,7 \text{ А}$$

21. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = I_1 / K_T = 10,7 / 3,2 = 3,34 \text{ А}$$

22. Габаритна (типова) потужність вихідного трансформатора

$$S_T = S_1 = S_2 = 49 \cdot 10,7 = 524,3 \text{ ВА}$$

Розрахунок трансформатора виконується за відомими методиками.

23. Частота основної гармоніки пульсацій на накопичувальному конденсаторі  $C_0$ , що обумовлена роботою інвертора,

$$f_{\Pi} = 2f = 2 \cdot 400 = 800 \text{ Гц}$$

24. Максимальна напруга на конденсаторі  $C_0$

$$U_{C_0m} = U_d = 60 \text{ В}$$

В якості накопичувального конденсатора використовуємо конденсатор типу К50-33 з робочою напругою 100 В. У відповідності з ТУ на даний конденсатор допустима амплітуда змінної складової на частоті 800 Гц складає 1,5 % робочої напруги, тобто

$$U_{\text{п.доп}} = 0,015 \cdot 100 = 1,5 \text{ В}$$

25. Ємність накопичувального конденсатора можна орієнтовно визначити як і для нерегульованого однофазного інвертора

$$C_0 = I'_0 \frac{T_{\text{н}}}{U_{\text{п.доп}}} \left( \frac{1 - e^{-k\pi}}{1 + e^{-k\pi}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-k\pi}} \right) =$$

$$= 27,3 \frac{690 \cdot 10^{-6}}{1,5} \left( \frac{1 - e^{-0,578\pi}}{1 + e^{-0,578\pi}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-0,578\pi}} \right) = 2235,3 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 2235,3 \text{ мкФ}$$

$$\text{де } T_n = L_n / r_n = x_n / (2\pi f r_n) = 39 / (2\pi \cdot 400 \cdot 22,5) = 690 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

Вибираємо конденсатор К50-33 ємністю 2200 мкФ з робочою напругою 100 В.

Визначаємо ємність конденсатора  $C_0$  з урахуванням можливого зменшення її на 50% при зниженні температури навколишнього середовища до  $-40^\circ\text{C}$  та на 20% через технологічний розкид

$$C'_0 \geq 2 \cdot 1,2 \cdot C_0 = 2 \cdot 1,2 \cdot 2200 = 5280 \text{ мкФ}$$

Для одержання необхідної ємності з'єднуємо паралельно 3 конденсатори вказаного типу.

26. Мінімальне діюче значення першої гармоніки напруги на первинній обмотці трансформатора при мінімальній напрузі на навантаженні

$$U_{(1)1\min} = U_{(1)n\min} / K_T = 100 / 3,2 = 31,3 \text{ В}$$

27. Мінімальна тривалість імпульсу вихідної напруги інвертора

$$\lambda_{VT\min} = 2 \arcsin \frac{\pi U_{(1)1\min}}{2\sqrt{2} U_d} = 2 \arcsin \frac{\pi \cdot 31,3}{2\sqrt{2} \cdot 60} = 71^\circ$$

(або 1,23 рад.)

Одержані значення  $\lambda_{VT}$  та  $\lambda_{VT\min}$  використовують при розрахунку системи керування інвертором.

28. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення в режимі максимальної та мінімальної потужності навантаження,

$$I_{d\max} = I'_0 \left[ \frac{\lambda_{VT}}{\pi} + \frac{e^{k(\pi-\lambda_{VT})} - e^{k\lambda_{VT}} - e^{k\pi} + 1}{k\pi(1 + e^{k\pi})} \right] =$$

$$= 27,3 \left[ \frac{2\pi}{3\pi} + \frac{e^{0,578(\pi-(2\pi/3))} - e^{0,578 \cdot 2\pi/3} - e^{0,578 \cdot \pi} + 1}{0,578 \cdot \pi(1 + e^{0,578 \cdot \pi})} \right] = 4,17 \text{ А}$$

$$I_{d\min} = I'_0 \left[ \frac{\lambda_{VT\min}}{\pi} + \frac{e^{k(\pi-\lambda_{VT\min})} - e^{k\lambda_{VT\min}} - e^{k\pi} + 1}{k\pi(1 + e^{k\pi})} \right] =$$

$$= 27,3 \left[ \frac{1,23}{\pi} + \frac{e^{0,578(\pi-1,23)} - e^{0,578 \cdot 1,23} - e^{0,578 \cdot \pi} + 1}{0,578 \cdot \pi(1 + e^{0,578 \cdot \pi})} \right] = 1,97 \text{ А}$$

Значення величин  $U_d$ ,  $I_{d\max}$ ,  $I_{d\min}$  і ємності конденсатора  $C_0$  використовують при розрахунку випрямляча, що живить інвертор, і визначення параметрів згладжувального LC- фільтра.

**Приклад 2.8.** Розрахувати трифазний транзисторний інвертор напруги (рис. 2.64,а) за наступними даними: вихідна напруга (лінійна)  $U_{нл2} = 380 \text{ В}$ ; індуктивність навантаження  $L_{н} = 20 \text{ мГн}$ ; активний опір навантаження  $r_{н} = 20 \text{ Ом}$ ; вихідна частота  $f = 400 \text{ Гц}$ ; напруга джерела живлення  $U_d = 100 \text{ В}$ ; трансформатор інвертора виконаний за схемою  $\perp/\perp$ .

Р о з в' я з а н н я. 1. Діюче значення фазної напруги на навантаженні

$$U_{нф2} = U_{нл2} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В}$$

2. Діюче значення фазної напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_{нф1} = (\sqrt{2}/3)U_d = (\sqrt{2}/3) \cdot 100 = 47,1 \text{ В}$$

3. Коефіцієнт трансформації інверторного трансформатора

$$K_{\tau} = U_{нф1} / U_{нф2} = 220 / 47,1 = 4,67$$

4. Зведені активний опір та індуктивність навантаження (до первинної обмотки)

$$r'_{н} = r_{н} / K_{\tau}^2 = 20 / 4,67^2 = 0,92 \text{ Ом};$$

$$L'_{н} = L_{н} / K_{\tau}^2 = 10 / 4,67^2 = 0,46 \text{ мГн}$$

5. Діюче значення струму у фазі первинної обмотки трансформатора

$$I_{ф1} = I_{л1} = (\sqrt{2}/3)I_0 A = (\sqrt{2}/3) \cdot 108,7 \cdot 0,596 = 30,5 \text{ А};$$

$$I_0 = U_d / r'_{н} = 100 / 0,92 = 108,7 \text{ А};$$

$$A = \sqrt{1 - \frac{3}{2k\pi} \frac{1 - a^2}{1 - a + a^2}} = \sqrt{1 - \frac{3}{2 \cdot 0,796 \cdot \pi} \frac{1 - 0,19}{1 - 0,436 + 0,19}} = 0,596;$$

$$k = r_{н} / (\omega L_{н}) = 20 / (2\pi \cdot 400 \cdot 10 \cdot 10^{-3}) = 0,796; \quad a = e^{-k\frac{\pi}{3}} = e^{-0,796\frac{\pi}{3}} = 0,436;$$

$$a^2 = 0,19$$

6. Діюче значення струму у фазі вторинної обмотки трансформатора

$$I_{ф2} = I_{ф1} / K_{\tau} = 30,5 / 4,67 = 6,53 \text{ А}$$

7. Коефіцієнт потужності навантаження

$$\lambda = P_{н} / S_{н} = A = 0,596$$

8. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = 2I_0 A^2 / 3 = 2 \cdot 108,7 \cdot 0,596^2 / 3 = 25,7 \text{ А}$$

9. Максимальний струм через транзистори (навантаження) перед комунікацією при  $\lambda > 0,528$

$$I_{K\max} = I_{H0\max} = \frac{U_d}{3r'_H} \cdot \frac{(2-a)(1-a^2)}{1+a^3} =$$

$$= \frac{100}{3 \cdot 0,92} \cdot \frac{(2-0,436)(1-0,19)}{1+0,083} = 42,4 \text{ А}$$

де  $a^3 = 0,083$  (при  $\lambda < 0,528$ )  $I_{K\max} = \frac{U_d}{3r'_H} \frac{(1+a^2)(1-a^2)}{1+a^3}$ .

10. Типова потужність інверторного трансформатора

$$S_T = S_1 = S_2 = 3U_{H\phi 1} I_{H\phi 1} = 3 \cdot 47,1 \cdot 30,5 = 4309,6 \text{ ВА}$$

11. Середнє та діюче значення струмів зворотних діодів VD1...VD6

$$I_{aVD} = I_{H0\max} (I_{VD\text{ср}}/I_m) = 42,4 \cdot 0,05 = 2,12 \text{ А};$$

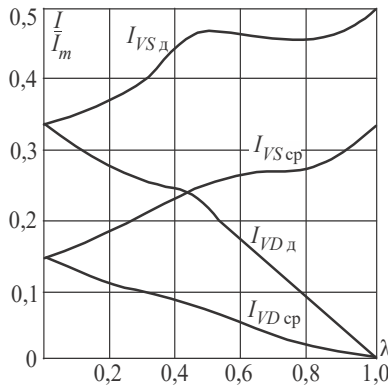


Рис. 2.98

$$I_{a\text{д}VD} = I_{H0\max} (I_{VD\text{д}}/I_m) = 42,4 \cdot 0,17 = 7,2 \text{ А}$$

де значення  $I/I_m$  беруться з графіка рис. 2.98 залежно від значення  $\lambda$  ( $\lambda = 0,596$ ).

12. Максимальна напруга на транзисторах і зворотних діодах

$$U_{KE\max} = U_{VD\max} = U_d = 100 \text{ В}$$

За отриманими результатами з довідника вибираємо транзистори та зворотні діоди, які мають:



$$I'_{K\max} = K_{3c} I_{K\max} = (1,8 \dots 2) I_{K\max} =$$

$$= 1,8 \cdot 42,4 = 76,3 \text{ A} ; U'_{KE\max} = K_{3H} U_{KE\max} =$$

$$= 1,3 \dots 1,5 \cdot 100 = 150 \text{ В}$$

$$I'_{aVD} = K_{3c} I_{aVD} = 2 \cdot 2,12 = 4,24 \text{ A} ; I'_{aдVD} = K_{3c} I_{aдVD} = 2 \cdot 7,2 = 14,4 \text{ A} ;$$

$$U'_{зв\max} = 1,5 U_d = 150 \text{ В}$$

Вибираємо біполярні транзистори *n-p-n* типу 2Т867А з  $I_{K\max} = 40 \text{ А}$  (вмикаємо по два паралельно) і  $U_{KE\max} = 300 \text{ В}$ ; зворотні діоди типу 2Д213А з  $I_{a\text{доп}} = 10 \text{ А}$ ;  $U_{зв\text{доп}} = 200 \text{ В}$ .

13. Якщо  $\lambda > 0,528$ , то на вході інвертора накопичувальний конденсатор вмикати не треба. Якщо  $\lambda < 0,528$ , то на вході інвертора вмикають накопичувальний конденсатор  $C_0$ , ємність якого визначають з виразу

$$C_0 = \frac{U_d I_H}{3r'_H \Delta U_C} \left[ 2 \ln \frac{(1+a)^2}{2(1+a^3)} + \frac{(1-2a)(1-a^2)}{1+a^3} \right],$$

де  $\Delta U_C \leq 0,1 U_d$ ;  $T_H = L_H / r_H$ .

Якщо інвертор живиться від випрямляча, який має односторонню провідність, то при живленні активно-індуктивного навантаження і знятті імпульсів керування з транзисторів на вході інвертора треба ставити накопичувальний конденсатор  $C_0$ , який приймає енергію, накопичену в навантаженні і знімає можливі перенапруги.

Максимальна величина ємності  $C_0$  визначається виразом

$$C_{0\max} = \frac{U_d T_H}{3r'_H \Delta U_C} (2 \ln 2 - 1) = \frac{100 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 0,92 \cdot 5} (2 \ln 2 - 1) = 1400 \text{ мкФ}$$

де  $T_H = L_H / r_H = 10 \cdot 10^{-3} / 20 = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ ;  $\Delta U_C = 0,05 U_d = 0,05 \cdot 100 = 5 \text{ В}$ .

Вибираємо конденсатор типу К50-33 ємністю 1500 мкФ з робочою напругою 100 В.

**Приклад 2.9.** Розрахувати однофазний тиристорний інвертор напруги з міжвентильною комутацією (рис. 2.94,а) за наступними даними: повна

потужність навантаження за першою гармонікою  $S_{(1)H} = 800 \text{ ВА}$ ; діюче значення напруги першої гармоніки на навантаженні  $U_{(1)H} = 200 \text{ В}$ ; коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму відносно першої гармоніки напруги  $\cos\varphi_{(1)} = 0,75$  (навантаження активно-індуктивне); частота першої гармоніки вихідної напруги  $f = 400 \text{ Гц}$ ; напруга джерела живлення  $U_d = 100 \text{ В}$ . Джерелом живлення інвертора є випрямляч, підімкнений до мережі змінного струму.

Розв'язання. 1. Повний опір навантаження на основній гармоніці

$$z_H = U_{(1)H}^2 / S_{(1)H} = 200^2 / 800 = 50 \text{ Ом}$$

2. Активний опір навантаження

$$r_H = z_H \cos\varphi_{(1)} = 50 \cdot 0,75 = 37,5 \text{ Ом}$$

3. Індуктивний опір навантаження на основній гармоніці

$$x_H = 2\pi fL_H = z_H \sin\varphi_{(1)} = 50 \cdot 0,6 = 33,1 \text{ Ом}$$

4. Визначаємо діюче значення першої гармоніки напруги, що прикладається до первинної обмотки трансформатора (спадом напруги на відкритих тиристорах нехтуємо),

$$U_{(1)1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 100}{3,14} = 90,1 \text{ В}$$

5. У зв'язку з тим, що напруга на первинній обмотці трансформатора не відповідає напрузі на навантаженні, у схемі застосовується трансформатор. Коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора,

$$K_T = \frac{w_2}{w'_1 + 2w''_1} = \frac{U_{(1)H}}{U_{(1)1}} = 200 / 90,1 = 2,22$$

6. Активний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,

$$r'_H = r_H / K_T^2 = 37,5 / 2,22^2 = 7,61 \text{ Ом}$$

7. Індуктивний опір навантаження, зведений до первинної обмотки трансформатора,

$$x'_H = x_H / K_T^2 = 33,1 / 2,22^2 = 6,71 \text{ Ом}$$

8. Параметр навантаження

$$k = r'_H / x'_H = r_H / x_H = 76,1 / 6,71 = 1,134$$

9. Базисний струм

$$I_0 = U_d / r'_H = 100 / 7,61 = 13,14 \text{ А}$$

10. Максимальне значення струму навантаження, зведене до первинної обмотки трансформатора,

$$I'_{\text{нmax}} = I'_{\text{н0}} = I_0 \frac{1-a^3}{1+a^3} = 13,14 \cdot \frac{1-0,0284}{1+0,0284} = 12,41 \text{ А}$$

де  $a = e^{-\frac{k\pi}{3}} = e^{-1,134 \cdot \frac{\pi}{3}} = 0,305$ ;  $a^3 = 0,0284$ .

11. Середнє значення струму, що споживається від джерела живлення,

$$I_d = I_0 \left[ 1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1+a^3)} \right] = 13,14 \left[ 1 + \frac{2(0,0281 - 1)}{1,134 \cdot \pi(1+0,0284)} \right] = 6,17 \text{ А}$$

Одержане значення  $I_d$ , а також величина  $U_d$  використовуються при розрахунку випрямляча, що живить інвертор.

12. Кут  $\sigma$  і час провідності зворотних діодів

$$\sigma = 2\pi f t_{VD} = \frac{1}{k} \ln \frac{2}{1+a^3} = \frac{1}{1,134} \ln \frac{2}{1+0,0284} = 0,5865$$

$$t_{VD} = \sigma / 2\pi f = 0,5865 / (2\pi \cdot 400) = 233 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

13. Середнє значення струму через тиристори

$$I_{aVS} = \frac{I_0}{2\pi} \left[ \pi - \sigma - \frac{1-a^3}{k(1+a^3)} \right] =$$

$$= \frac{13,14}{2\pi} \left[ \pi - 0,5865 - \frac{1-0,0284}{1,134(1+0,0284)} \right] = 3,6 \text{ А}$$

14. Середнє значення струму зворотних діодів

$$I_{aVD} = \frac{I_0}{2\pi} \left[ \frac{1-a^2}{k(1+a^3)} - \sigma \right] = \frac{13,14}{2\pi} \left[ \frac{1-0,0284}{1,134(1+0,0284)} - 0,586 \right] = 1,74 \text{ А}$$

15. Максимальна зворотна напруга на тиристорах та діодах

$$U_{\text{звmax}} = U_d = 100 \text{ В}$$

За результатами розрахунку з довідника вибираємо:

а) тиристори типу ТЧ-10-2 з наступними параметрами: допустимий середній струм  $I_{\text{адоп}} = 10 \text{ А}$ ; допустима зворотна напруга  $U_{\text{звдоп}} = 200 \text{ В}$ ; критична швидкість зростання прямої напруги  $du/dt = 100 \text{ В/мкс}$ ; критична швидкість зростання анодного струму  $di_a/dt = 100 \text{ А/мкс}$ ; час вимикання  $t_{\text{вим}} = 20 \text{ мкс}$ .

б) діоди 2Д220А з наступними параметрами  $I_{а доп} = 3 А$  ;  $U_{зв доп} = 400В$  ; допустима частота 20 кГц.

16. Діюче значення напруги на первинній обмотці трансформатора

$$U_1 = U_d = 100 В$$

17. Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_2 = U_1 K_T = 100 \cdot 2,22 = 222 В$$

18. Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора

$$I_1 = I_0 \sqrt{1 + \frac{2}{k\pi} \cdot \frac{a^3 - 1}{a^3 + 1}} = 13,14 \sqrt{1 + \frac{2}{1,134 \cdot \pi} \cdot \frac{0,0284 - 1}{0,0284 + 1}} = 9 А$$

19. Діюче значення струму в навантаженні

$$I_2 = I_1 / K_T = 9 / 2,22 = 4,05 А$$

20. Типова потужність трансформатора

$$S_T = S_1 = S_2 = U_1 I_1 = 100 \cdot 9 = 900 ВА$$

21. Визначаємо параметри комутуючих елементів, виходячи з мінімуму енергії, що накопичується в контурі комутації,

$$C = \frac{t_c I'_{н0}}{0,425 U_d} = \frac{25 \cdot 10^{-6} \cdot 12,41}{0,425 \cdot 100} = 7,3 \cdot 10^{-6} \Phi = 7,3 \text{ мкФ} ;$$

$$L = \frac{U_d t_c}{0,425 I'_{н0}} = \frac{100 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{0,425 \cdot 12,41} = 474 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 474 \text{ мкГн}$$

де  $t_c = (1,2 \dots 2) t_{\text{вим}}$ . Приймаємо  $t_c = 25 \text{ мкс}$ .

22. Максимальна напруга на комутуючому конденсаторі  $C$  в інтервалі повернення енергії з контуру комутації

$$U_{Cm} = U_d (1 + K_{\Pi}) = 100(1 + 0,1) = 110 В$$

де  $K_{\Pi} = 2w_1''/w_1 = 0,1 \dots 0,2$  — коефіцієнт повернення.

23. Амплітуда першої гармоніки напруги на конденсаторі  $C$

$$U_{(1)Cm} = 4U_d / \pi = 4 \cdot 100 / \pi = 127,4 В$$

В якості комутуючого конденсатора використовуємо конденсатори типу МБГЧ, для яких у відповідності з ТУ допустима амплітуда змінної складової на частоті 1000 Гц складає 20 % від робочої напруги. Отже робоча напруга конденсатора повинна задовольняти умовам

$$U_{C\text{роб}} \geq U_{Cm} = 110 В ;$$

$$U_{C_{\text{роб}}} \geq \frac{U_{(1)C_m} \cdot 100\%}{20\%} = \frac{127,4 \cdot 100}{20} = 637 \text{ В}$$

Вибираємо конденсатор МБГЧ ємністю 2мкФ на робочу напругу 750 В. Для одержання необхідної ємності вмикаємо 4 конденсатори паралельно.

24. Середнє значення струму в дроселях  $L$

$$I_{L_0} \approx 2I_{aVS} \approx 2 \cdot 3,6 = 7,2 \text{ А}$$

Комутуючий дросель розраховуємо за відомими методиками.

25. Швидкість зростання прямої напруги на тиристорах

$$\frac{du}{dt} = 1,2 \frac{U_d}{t_c} = 1,2 \frac{100}{25 \cdot 10^{-6}} = 4,8 \text{ В/мкс}$$

26. Швидкість зростання анодного струму тиристорів

$$di_a/dt = U_d / (2L) = 100 / (2 \cdot 474 \cdot 10^{-6}) = 0,105 \text{ А/мкс}$$

Одержані значення  $du/dt$  і  $di_a/dt$  не повинні перевищувати величин, що наведені в паспорті на вибраний тиристор.

27. Стала часу кола навантаження

$$T_n = L_n / r_n = x_n / (2\pi f r_n) = 33,1 / (2\pi \cdot 400 \cdot 37,5) = 351 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

28. Напруга на накопичувальному конденсаторі  $C_0$

$$U_{C_0} = U_d = 100 \text{ В}$$

29. Частота основної гармоніки пульсацій на конденсаторі  $C_0$ , яка обумовлена роботою інвертора,

$$f_{(1)} = 2f = 2 \cdot 400 = 800 \text{ Гц}$$

В якості накопичувального конденсатора використовуємо конденсатор типу К50-3Б з робочою напругою 160 В. У відповідності з ТУ на даний конденсатор допустима амплітуда змінної складової на частоті 800 Гц складає 1,5 % від робочої напруги, тобто  $U_{\text{пдоп}} = 0,015\% \cdot 160 = 2,4 \text{ В}$ .

30. Ємність накопичувального конденсатора  $C_0$

$$C_0 = I_0 \frac{I_n}{U_{\text{пдоп}}} \left( \frac{1-a^3}{1+a^3} - \ln \frac{2}{1+a^3} \right) =$$

$$= 13,14 \frac{351 \cdot 10^{-6}}{2,4} \left( \frac{1-0,0284}{1+0,0284} - \ln \frac{2}{1+0,0284} \right) = 538 \text{ мкФ}$$

Вибираємо конденсатор К50-3Б ємністю 200 мкФ з робочою напругою 160 В. Для одержання необхідної ємності з урахуванням технологічного розкиду, вмикаємо 3 конденсатори паралельно.

31. Вихідний трансформатор розраховуємо за відомими методиками для  $S_T = 900 \text{ ВА}$ ; частоти  $f = 400 \text{ Гц}$ .

**Приклад 2.10.** Розрахувати трифазний тиристорний інвертор напруги з двоступеневою пофазною комутацією (рис. 2.97) і комутуючим дроселем у колі конденсатора за даними, наведеними у прикладі 2.8.

Р о з в' я з а н н я. 1. Розрахунок до пункту 11 ведеться так, як і у прикладі 2.8.

2. Середнє та діюче значення струмів робочих тиристорів  $VS1...VS6$

$$I_{a\text{ }VS} = I_{н0\text{max}} \left( I_{VS\text{cp}} / I_m \right) = 42,4 \cdot 0,26 = 11,02 \text{ А};$$

$$I_{a\text{д}VS} = I_{н0\text{max}} \left( I_{VS\text{д}} / I_m \right) = 42,4 \cdot 0,46 = 19,5 \text{ А}.$$

Значення  $I/I_m$  беруться з графіка рис. 2.98 в залежності від значення  $\lambda$  ( $\lambda = 0,596$ ).

3. Середнє та діюче значення струмів зворотних діодів  $VD1...VD6$

$$I_{aVD} = I_{н0\text{max}} \left( I_{VD\text{ср}} / I_m \right) = 42,4 \cdot 0,05 = 2,12 \text{ А};$$

$$I_{a\text{д}VD} = I_{н0\text{max}} \left( I_{VD\text{д}} / I_m \right) = 42,4 \cdot 0,17 = 7,2 \text{ А}.$$

4. Максимальна напруга на комутуючому конденсаторі в режимі холостого ходу

$$U_{Cm} = U_d / \left( 1 - e^{-3\pi / \sqrt{4Q^2 - 1}} \right),$$

де  $Q = z_c / r$  і  $r$  — відповідно еквівалентні добротність контуру комутації та опір втрат.

На практиці можливі значення напруг  $U_{Cm}$  (вона також є початковим значенням  $U(0)$  перед комутацією робочих тиристорів) знаходяться в межах  $(1,5...2,5)U_d$ . Вибираємо

$$U_{Cm} = 1,5U_d = 1,5 \cdot 100 = 150 \text{ В}.$$

5. Максимальне значення прямої та зворотної напруг на робочих тиристорах  $VS1...VS6$

$$U_{\text{прmax}} = U_{\text{звmax}} = U_d = 100 \text{ В}.$$

6. Максимальне значення прямої та зворотної напруг на комутуючих тиристорах  $VS7...VS12$

$$U_{\text{прmax}} = U_{\text{звmax}} = U_{Cm} = 150 \text{ В}$$

7. Максимальне значення напруги на зворотних діодах  $VD1...VD6$

$$U_{\text{max}} = U_d = 100 \text{ В}$$

8. Амплітуда струму перезаряду комутуючого конденсатора  $I_{Cm}$

$$I_{Cm} / I_{H0\text{max}} = 1,1...3$$

Приймаємо  $I_{Cm} / I_{H0\text{max}} = 1,3$

9. Визначаємо коефіцієнт  $\varepsilon$  для комутуючого вузла, застосованого у схемі,

$$\varepsilon = \frac{U_{(0)} + E_k}{U_d} = \frac{150 + 0}{100} = 1,5$$

10. Критичне (граничне) значення коефіцієнта навантаження характеризується найменшим значенням кута вимикання  $\beta$

$$\chi_{\text{кр}} = \varepsilon / (I_{Cm} / I_{H0\text{max}}) = 1,5 / 1,3 = 1,15$$

11. Характеристичний (хвильовий) опір

$$z_C = \chi_{\text{кр}} U_d / I_{H0\text{max}} = 1,15 \cdot 100 / 42,4 = 2,71 \text{ Ом}$$

12. Кут вимикання

$$\beta = \omega_0 t_{\text{вим}} = 2 \arctg \sqrt{(\varepsilon / \chi)^2 - 1} = 2 \arctg \sqrt{(1,5 / 1,15)^2 - 1} \approx 79,9^\circ$$

13. Власна кутова частота контуру комутації

$$\omega_0 = \beta / t_{\text{вим}} = 2\pi \cdot 79,9 \cdot 10^6 / (360 \cdot 1,5 \cdot 30) = 80,9 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$$

$$\text{де } t_{\text{вим}} = (1,2...1,5) t_{\text{вимт}}$$

14. Ємність комутуючого конденсатора

$$C = 1 / (\omega_0 z_C) = 1 / (80,9 \cdot 10^3 \cdot 2,71) \approx 12 \text{ мкФ}$$

15. Індуктивність комутуючого дроселя

$$L = z_C / \omega_0 = 2,71 / (80,9 \cdot 10^3) = 0,088 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} = 88 \text{ мкГн}$$

16. Середнє значення струму комутуючих тиристорів  $VS7...VS12$

$$I_{aVS} = 2 f C U(0) e^{-k_\sigma \frac{\pi}{2}} = 2 \cdot 400 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 150 e^{-0,083 \cdot \frac{\pi}{2}} = 1,26 \text{ А}$$

де  $k_\sigma$  — коефіцієнт згасання контуру;

$$k_\sigma = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{r}{2z_C} = \frac{1}{2 \cdot 6} = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \cdot 6} = 0,083$$

$$Q = 6 \text{ для } U_{Cm} = 1,5U_d$$

17. Амплітудне значення струму у фазі первинної обмотки трансформатора

$$I_{(1)m} = \frac{2U_d}{3\pi} \cdot \frac{2 + 2\sin\frac{\pi}{2}\sin\frac{\pi}{6}}{\sqrt{(r'_H)^2 + (\omega L'_H)^2}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 100}{3\pi} \frac{2 + 2 \cdot 1 \cdot 0,5}{\sqrt{0,92^2 + (2\pi \cdot 400 \cdot 0,46 \cdot 10^{-3})^2}} \approx 44,9 \text{ А}$$

18. Кут зсуву фаз між першими гармоніками струму та напруги

$$\varphi_{(1)} = \arctg(\omega L'_H / r'_H) = \arctg(2\pi \cdot 400 \cdot 0,46 \cdot 10^{-3}) / 0,92 = 51,5^\circ$$

19. Діюче значення струму комутуючого дроселя

$$I_L = \frac{I_{(1)m}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2\varphi_{(1)} - \sin^2\varphi_{(1)}}{4\pi}} + (I_{Cm} - I_{H0\max}) \sqrt{\pi f \sqrt{LC}} =$$

$$= \frac{44,9}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{2 \cdot 2\pi \cdot 51,5/360 - \sin^2(51,5^\circ)}{4\pi}} +$$

$$+ (1,3 \cdot 42,4 - 42,4) \sqrt{\pi \cdot 400 \sqrt{12 \cdot 10^{-6} \cdot 0,088 \cdot 10^{-3}}} \approx 28,4 \text{ А}$$

За середнім струмом  $I'_{aVS} = K_{зс} I_{aVS} = 2 \cdot 11,02 = 22,04 \text{ А}$  і максималь-

ною зворотною та прямою напругам  $U'_{\text{пр max}} = U'_{\text{зв max}} = K_{зн} U_{\text{пр max}} =$

$= 1,5 \cdot 100 = 150 \text{ А}$ , де  $K_{зс} = 1,5 \dots 2$  — коефіцієнт запасу за струмом,

$K_{зн} = 1,3 \dots 1,5$  — коефіцієнт запасу за напругою, вибираємо робочі

тиристри  $VS1 \dots VS6$  типу ТЧ-40-2 з природним охолодженням

( $I_{\text{а доп}} = 40 \text{ А}$ ,  $U_{\text{зв доп}} = 200 \text{ В}$ ). Аналогічно вибираємо комутуючі тиристри

$VS7 \dots VS12$  та зворотні діоди  $VD1 \dots VD6$  відповідно типів ТЧ-10-3,

( $I_{\text{а доп}} = 10 \text{ А}$ ,  $U_{\text{зв доп}} = 300 \text{ В}$ ) і діоди типу 2Д245А ( $I_{\text{а доп}} = 10 \text{ А}$ ,  
 $U_{\text{зв доп}} = 400 \text{ В}$ ).

В якості комутуючих конденсаторів вибираємо конденсатори типу МБГЧ на номінальну робочу напругу 250 В та номінальною ємністю 10 мкФ і 4 мкФ (вмикаємо 2 конденсатори паралельно). Трансформатор, комутуючий дросель і джерело живлення розраховуємо за відомими методиками.



## **ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ**

Перетворювачі частоти — це пристрої, що перетворюють змінний струм (напругу) однієї частоти (постійної або регульованої) у змінний струм (напругу) іншої частоти (постійної або регульованої).

Розрізняють два типи перетворювачів частоти:

- 1) перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (напруги);
- 2) перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком (циклоконвертори).

Перший тип перетворювачів частоти будується за структурою «випрямляч – автономний інвертор (струму або напруги)».

Другий тип перетворювачів частоти ділиться на два класи:

- перетворювачі на неповністю керованих вентилях (тиристорах) з фазовим регулюванням і формуванням кривої вихідної напруги;
- перетворювачі на повністю керованих вентилях (транзисторах, двоопераційних тиристорах — ГТО, тиристорах з вузлами примусової комутації).

Основу будь-якого перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком складає реверсивний випрямляч, тому що він живиться від джерела змінної напруги і володіє здатністю працювати з будь-яким (з чотирьох можливих) сполученням полярностей вихідної напруги та струму, періодична по черговість яких притаманна змінному струму (два сполучення зі збіжними полярностями напруги і струму та два — з протилежними полярностями, обумовленими зсувом струму за фазою по відношенню до напруги).

### **3.1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ З ПРОМІЖНОЮ ЛАНКОЮ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ (НАПРУГИ)**

На рис. 3.1 наведена структурна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму. В таких перетворювачах змінна напруга живильної мережі випрямляється за допомогою керованого

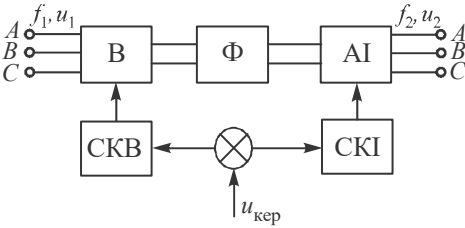


Рис. 3.1

випрямляча В, згладжується фільтром Ф і подається на автономний інвертор АІ. Функції регулювання частоти вихідної напруги здійснює інвертор, а напруги — випрямляч. Інколи обидві функції суміщає інвертор, а випрямляч виконують

некерованим.

Перетворювачі з проміжною ланкою постійного струму дозволяють регулювати вихідну частоту за допомогою системи керування інвертора (СКІ) у широкому діапазоні як уверх, так і униз від частоти живильної мережі. В якості автономного інвертора може бути використаний будь-який з розглянутих раніше інверторів (див. розділ 2) Даний тип перетворювачів частоти має просту схему силової частини, а отже, і системи керування; вихідна частота перетворювача може бути як нижче, так і вище вхідної і не залежить від останньої.

Основним недоліком перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму є подвійне перетворення енергії — випрямлення та інвертування, що призводить до зменшення ККД і погіршенню масогабаритних показників.

У перетворювачах частоти з проміжною ланкою постійного струму можливо здійснити двосторонній обмін електричною енергією між споживачем і живильною мережею. Для такого обміну потрібні повністю керовані вентиля з двосторонньою провідністю (повністю керовані ключі змінного струму). Обмін енергією між споживачем і живильною мережею можна здійснювати і без застосування повністю керованих

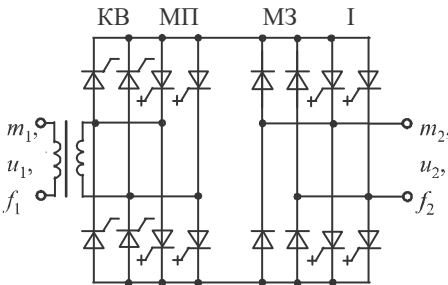


Рис. 3.2

ключів змінного струму шляхом схемних рішень. У наведеній на рис. 3.2 схемі однофазного перетворювача частоти керований випрямляч КВ живить інвертор І на повністю керованих вентилях. Мости зворотного струму МЗ і повернення реактивного струму МП виконують функцію пропус-

ку реактивного струму навантаження. При рекуперації енергії міст МЗ виконує функцію випрямляча, а міст МП — функції інвертора.

Поліпшити гармонічний склад вихідної напруги перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму можна способами, розглянутими раніше для автономних інверторів.

## **3.2. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ З БЕЗПОСЕРЕДНІМ ЗВ'ЯЗКОМ**

### **3.2.1. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на неповністю керованих вентилях (тиристорах)**

Силова частина перетворювачів частоти з безпосереднім зв'язком і природною комутацією струму тиристорів (БПЧ з ПК) не відрізняється від силової частини реверсивного випрямляча і також вміщує  $2m_2$  вентильних групи ( $m_2$  — число фаз на виході перетворювача). Змінний струм у навантаженні створюється в результаті почергового відкриття вентильних груп. Всередині вентильної групи струм навантаження передається від одного тиристора до іншого як і в керованому випрямлячі у межах зони природної комутації. БПЧ з ПК відрізняється від реверсивного випрямляча законом керування тиристорами.

БПЧ з ПК можуть живитися або від однофазної, або від трифазної мережі змінного струму. За числом фаз вихідної напруги їх ділять на однофазні та багатофазні. На рис. 3.3,а... ж і рис. 3.4,а, б наведені деякі структурні схеми БПЧ з ПК [ключі  $S$  являють собою або зустрічно-паралельне ввімкнення тиристорів (рис. 3.3,з), або один симетричний тиристор (рис. 3.3,і)]. Як видно з рисунків, БПЧ з ПК і однофазним виходом можуть бути застосовані для побудови багатофазних перетворювачів. При цьому їх кількість у багатофазному перетворювачі дорівнює  $m_2$ , а вихідні напруги кожної фази зсунуті на кут (на рисунках наведені структурні схеми багатофазних перетворювачів з  $m_2 = 2$  і  $m_2 = 3$ ).

БПЧ з ПК можуть бути з нульовими вентильними групами (див. рис. 3.3,а, б, в, д, ж, 3.4,а) або з мостовими вентильними групами

(див. рис. 3.3, з, е, рис. 3.4, б). У багатофазних перетворювачах частоти з мостовими вентильними групами для виключення контурів короткого

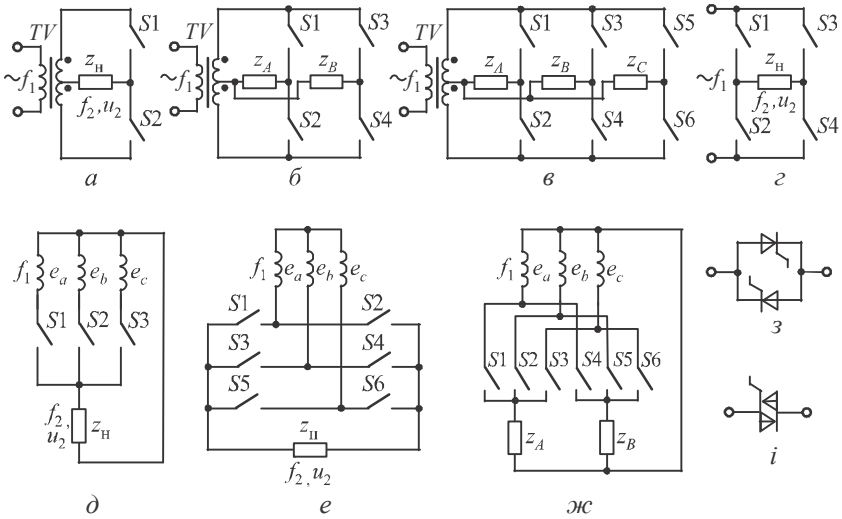


Рис. 3.3

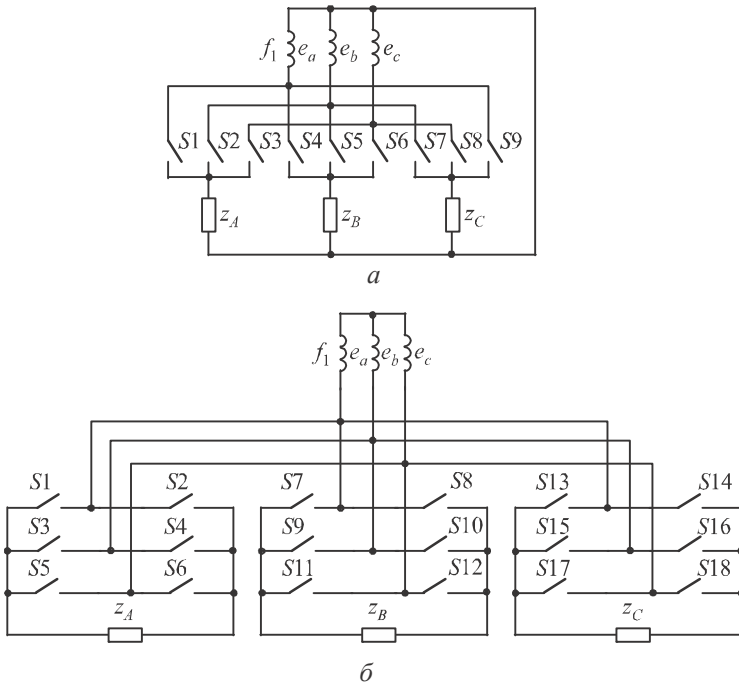


Рис. 3.4

замикання потрібно потенціальне розділення фаз навантаження.

Перетворювачі, що живляться від однофазної мережі, знаходять обмежене застосування (рухомий транспорт, що живиться від контактної мережі змінного струму) внаслідок значно більшої встановленої потужності елементів силової частини у порівнянні з перетворювачами, що живляться від трифазної мережі. Перетворювачі, що живляться від трифазної мережі, використовуються в електроприводі з двигунами змінного струму, в автономних об'єктах (літаках, суднах, колесному транспорті) — для одержання стабілізованої за частотою та амплітудою вихідної напруги, в установках для перемішування рідинного металу — в дугових сталетопних печах та ін.

Принцип формування вихідної напруги БПЧ з ПК розглянемо на прикладі трифазно-однофазної схеми з середньою точкою (рис. 3.5,*a*). Перетворювач складається з двох трифазних випрямлячів, перший з яких підімкнений до фаз трансформатора анодами (група I), а другий — катодами (група II). Позитивний півперіод (навантаження активне, втрати у тиристорах і трансформаторі відсутні) вихідної напруги формується при почерговому (циклічному) перемиканні за допомогою тиристорів групи I ( $V_{S1}...V_{S3}$ ) навантаження з однієї фази живильної мережі на іншу. Таке перемикання можливе при умові, що потенціал фази, на яку підмикається навантаження, більше за потенціал фази, на яку вона була підімкнена (рис. 3.5,*б*). Негативний півперіод вихідної напруги формується при почерговому перемиканні тиристорів групи II ( $V_{S4}...V_{S6}$ ). Відкриваючи почергово тиристори груп I і II, одержимо на виході змінну напругу з частотою  $f_2$ . З рис. 3.5,*б* видно, що частота вихідної напруги  $f_2$  нижче за частоту живильної мережі  $f_1$ , і що

$$\frac{T_2}{2} = \frac{T_1}{2} + k \frac{T_1}{m_1} = T_1 \left( \frac{1}{2} + \frac{k}{m_1} \right),$$

де  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Оскільки

$$p = \frac{f_1}{f_2} = \frac{T_2}{T_1} = \frac{2k + m_1}{m_1},$$

то

$$f_2 = \frac{f_1 m_1}{2k + m_1}. \quad (3.1)$$

З виразу (3.1) видно, що частота  $f_2$  залежить від частоти живильної мережі  $f_1$ , кількості півхвиль живильної напруги  $(k + 1)$  та числа фаз

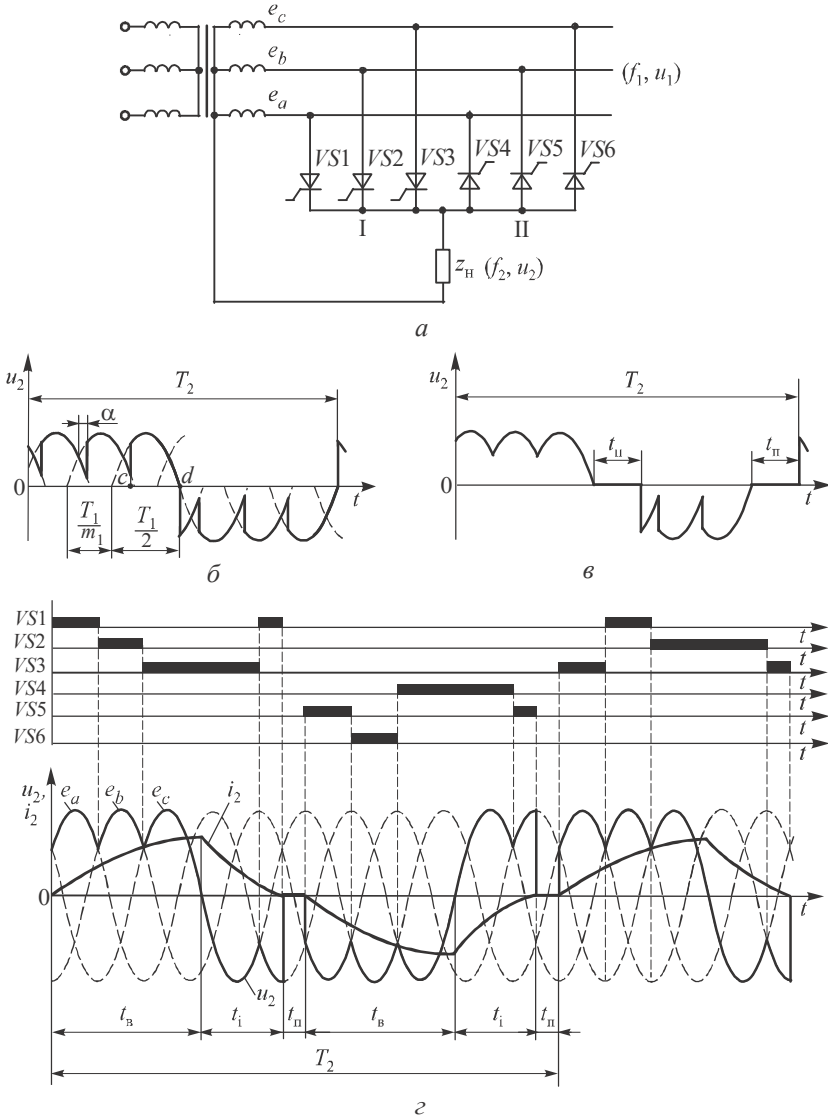


Рис. 3.5  
238

$m_1$  живильної напруги. При цьому зміна частоти  $f_2$  здійснюється дискретно. Для одержання плавного регулювання частоти перетворювача необхідна пауза  $\varphi_{\text{п}} = \omega_1 t_{\text{п}}$  між закриттям і відкриттям груп I і II тиристорів (рис. 3.5,в). При цьому частота вихідної напруги

$$f_2 = \frac{f_1 m_1 \pi}{\pi(2k + m_1) + \varphi_{\text{п}} m_1}. \quad (3.2)$$

Через неможливість закрити тиристор на ділянці між подачею відкриваючого імпульсу і моментом природного закриття останнього тиристора, що проводив (ділянка  $cd$  на рис. 3.5,б), виникає відхилення (похибка) дійсного півперіоду вихідної напруги  $\Delta t_3$  (час затримки закриття) від заданого. Максимальне значення цієї похибки за півперіод вихідної напруги  $t_2$  складає  $Vt_3 = \frac{T_1}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{m_1} \right)$ . Відносна величина похибки

$$\gamma_3 = \frac{2\Delta t_3}{T_2} = \frac{1}{p} \left( \frac{1}{m_1} + \frac{1}{2} \right). \quad (3.3)$$

З виразу (3.3) випливає, що з збільшенням  $m_1$  і  $p$  можливе відхилення дійсного півперіоду від задавального зменшується.

При виконанні трифазно-однофазного перетворювача за мостовою схемою (див. рис. 3.3,е) і такому ж законі керування, як і для попередньої схеми, частота вихідної напруги визначається співвідношеннями:

$$f_2 = \frac{2m_1 f_1}{4m_1 k + m_1 + 2} \quad (3.4)$$

— для парних значень  $m_1$ ;

$$f_2 = \frac{2f_1}{4k + f_1} \quad (3.5)$$

— для непарних значень  $m_1$ . Відносна похибка півперіоду частоти вихідної напруги складає

$$\gamma_3 = \frac{1}{p} \cdot \frac{2 + m_1}{2m_1} \quad (3.6)$$

— для парних значень;

$$\gamma_3 = \frac{1}{2p} \quad (3.7)$$

— для непарних значень  $m_1$ .

При роботі перетворювача на активно-індуктивне навантаження енергія, що накопичена в магнітному полі навантаження, може бути повернена назад у первинну мережу. Для передачі цієї енергії у первинну мережу тиристри груп I і II переводять у режим інвертування: перші — при негативній, другі — при позитивній напрузі (рис. 3.5,2, на якому струм навантаження  $i_2$  показаний у спрощеному вигляді). Переведення груп тиристорів з режиму випрямлення у режим інвертування здійснюється системою керування при збільшенні кута керування  $\alpha$  до значень, більших за  $90^\circ$ .

Форма кривої вихідної напруги БПЧ з ПК залежить від кількості фаз живильної мережі  $m_1$ , відношення частоти живильної мережі до вихідної частоти перетворювача  $p$ , кута відкриття тиристорів і способів керування. Тому що у конкретній установці завжди задані  $m_1$  і  $p_{\min}$ , вплинути на форму кривої вихідної напруги можна тільки за допомогою модуляції кута відкриття тиристорів. При постійному куті відкриття крива вихідної напруги наближається за формою до прямокутної (рис. 3.5,б).

Система керування БПЧ з ПК вміщує фазозсувний пристрій який, як правило, синхронізується живильною мережею і виробляє опорні напруги  $u_{\text{оп}}$  (модульовані), та формувач напруги керування  $u_{\text{кер}}$  (модулюючі). Вихід формувача напруги керування підімкнений до входу фазозсувного пристрою, де відбувається порівняння в нуль-органах (НО) модульованої  $u_{\text{оп}}$  і модулюючої  $u_{\text{кер}}$  напруг. У момент рівності модульованої та модулюючої напруг, коли різниця  $u_{\text{оп}} - u_{\text{кер}}$  змінює знак з негативного значення на позитивне, нуль орган формує керуючий імпульс, який відкриває відповідний тиристор. Застосовуючи різні за формою криві модульованої і модулюючої напруг, можна одержати різні за формою криві вихідної напруги БПЧ з ПК.



Як відомо, середнє значення вихідної напруги керованого випрямляча за інтервал провідності тиристора при будь-якому законі модуляції визначається виразом (кут комутації  $\gamma=0$ )

$$U_d = K_B \frac{2U_{2m}}{\lambda_{VS}} \sin \frac{\lambda_{VS}}{2} \cos \left( \frac{\pi}{m_{\Pi}} - \frac{\lambda_{VS}}{2} - \alpha \right), \quad (3.8)$$

де  $K_B$  — коефіцієнт схеми ( $K_B = 1$  — для випрямлячів з середньою точкою;  $K_B = 2 \cos \pi(m_1 - 2)/(2m_1)$  — для мостових випрямлячів;  $m_1 \geq 2$ ;  $U_{2m}$  — амплітудне значення фазної живильної напруги (на вторинній обмотці трансформатора);  $\lambda_{VS}$  — кут провідності тиристора;  $\alpha$  — кут керування;  $m_{\Pi}$  — кількість тактів випрямлення, що залежить від числа фаз  $m_1$  і схеми випрямлення.

З наведеного виразу можна знайти закон зміни кута  $\alpha$ , що забезпечує одержання заданої форми кривої вихідної напруги БПЧ з ПК. При  $\lambda_{VS} = \text{const}$  і лінійній зміні у часі кута  $\alpha$  від 0 до  $\pi$  і від  $\pi$  до 0 середнє за інтервал провідності тиристора значення вихідної напруги БПЧ з ПК буде змінюватися за синусоїдальним законом.

Аналогічний закон зміни вихідної напруги БПЧ з ПК можна одержати, коли кут відкриття тиристорів змінюється за арккосинусоїдальним законом,

$$\alpha = \arccos(u_{\text{кер}}/U_{\text{опт}}) = \arccos u_{\text{кер}}^*. \quad (3.9)$$

При  $\lambda_{VS}$  з виразів (3.8) і (3.9) одержуємо

$$\begin{aligned} U_d &= K_B \frac{m_{\Pi}}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m_{\Pi}} \cos \left( \arccos \frac{u_{\text{кер}}}{U_{\text{опт}}} \right) = \\ &= K_B \frac{m_{\Pi}}{\pi} U_{2m} \frac{u_{\text{кер}}}{U_{\text{опт}}} \sin \frac{\pi}{m_{\Pi}}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

З виразу (3.10) видно, що для забезпечення зміни середнього значення випрямленої напруги за інтервал провідності тиристора за синусоїдальним законом модулююча напруга повинна змінюватися також за синусоїдальним законом.

У зв'язку з тим, що одержання трифазної синусоїдальної модулюючої напруги  $u_{\text{кер}}$  з незалежним регулюванням частоти та амплітуди

відносно важке, на практиці часто використовують напруги інших форм, реалізація яких простіша, а форма вихідної напруги БПЧ з ПК задовільна.

Позитивний і негативний півперіоди вихідної напруги БПЧ з ПК формуються відповідно тиристорами анодної I і катодної II груп (див. рис. 3.10,а, б) з ряду ділянок синусоїдальної напруги живильної мережі.

Залежність  $u_2 = f(u_{\text{кер}})$  зветься *характеристикою вхід - вихід* БПЧ з ПК і визначається головним чином формою фазової характеристики фазозсувного пристрою. Зараз застосовують фазозсувні пристрої з арккосинусоїдальною або лінійною фазовою характеристикою. У першому випадку в якості модульованої використовують синусоїдальну напругу мережі, у другому — модульована напруга лінійна.

У БПЧ з ПК, так як і в реверсивних випрямлячах, можливо узгоджене та роздільне керування роботою вентильних груп. Принцип роботи БПЧ з ПК при різних способах керування розглянемо на прикладах однофазно-однофазної (рис. 3.6,а) і трифазно-однофазної мостових схем (див. рис. 3.9).

При узгодженому керуванні тиристри однієї групи (наприклад, I) працюють у режимі випрямлення (В) з кутом відкриття  $\alpha \leq \pi/2$  (кут відраховується від моменту природного відкриття тиристорів), а тиристри іншої групи (наприклад, II) — у режимі інвертування (І) з кутом відкриття  $\beta \geq \pi/2$ . Змінюючи кути відкриття тиристорів з визначеною частотою в режимах випрямлення та інвертування, на навантаженні БПЧ одержуємо змінну напругу, амплітуда та частота основної гармоніки якої визначається амплітудою і частотою сигналу керування  $u_{\text{кер}}$ .

БПЧ з ПК при узгодженому керуванні може працювати на навантаження з будь-яким коефіцієнтом потужності, тому що імпульси керування подаються одночасно на тиристри обох груп, причому на одну — працюючу в режимі випрямлення, а на іншу — у режимі інвертування (рис. 3.7 і 3.10). При цьому відсутня перерва в роботі БПЧ з ПК при циклічному переході струму з однієї групи тиристорів до іншої. При відкритті тиристорів групи I формується позитивна півхвиля струму навантаження ( на рис. 3.7 і рис. 3.10 показана крива першої гармоніки струму навантаження  $i_{2(1)}$  ), а тиристорів групи II — негативна.

Відзначимо, що залежно від фази низькочастотної напруги задавального генератора (сигналу керування  $u_{\text{крп}}$ ) високочастотна (опорна) напруга  $u_{\text{оп}}$ , що подається на нуль-орган  $i$ -го тиристора і зв'язана з  $i$ -ою фазою напруги живлення, повинна бути зсунутою по відношенню до напруги цієї фази на кут  $\pi/m_1$  у бік випередження або відставання. У складі внутрішніх ЕРС тиристорів I ( $e'_2$ ) і II ( $e''_2$ ) груп крім низькочастотних складових, що визначаються законом зміни  $\alpha(t)$ , вміщуються також високочастотні складові. При узгодженому керуванні обома групами тиристорів у будь-який момент часу середні значення внутрішніх ЕРС рівні між собою, тобто  $E'_{2\text{крп}} = E''_{2\text{крп}}$ . Проте миттєві значення цих ЕРС різні, внаслідок чого у внутрішньому контурі, минаючи навантаження, під дією зрівнювальної ЕРС  $e_{\text{зр}} = e'_2 + e''_2$  протікає зрівнювальний струм  $i_{\text{зр}}$ , який збільшує втрати, додатково завантажує тиристори та зменшує коефіцієнт потужності. Величину зрівнювального струму можна обмежити за рахунок зрівнювальних дроселів  $Dp1$ ,  $Dp2$ , які

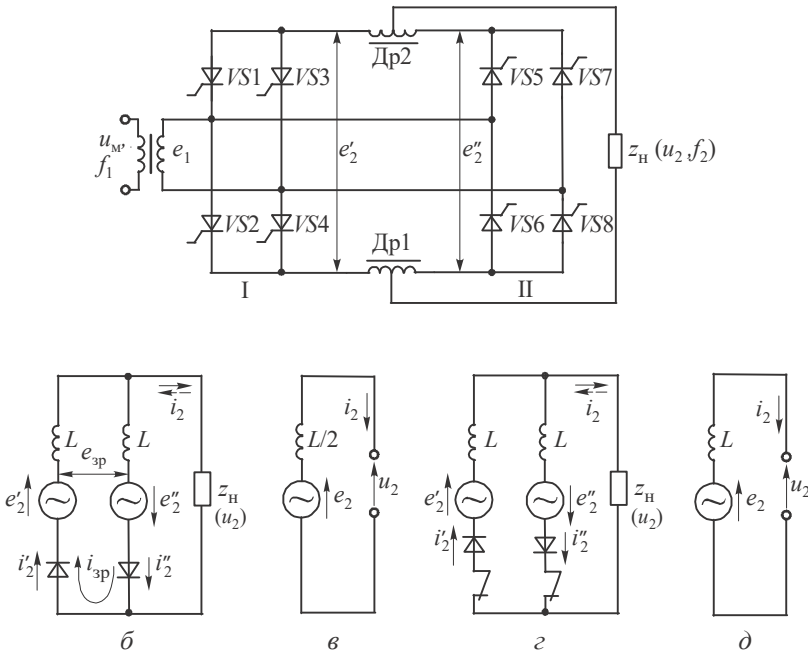


Рис. 3.6  
243

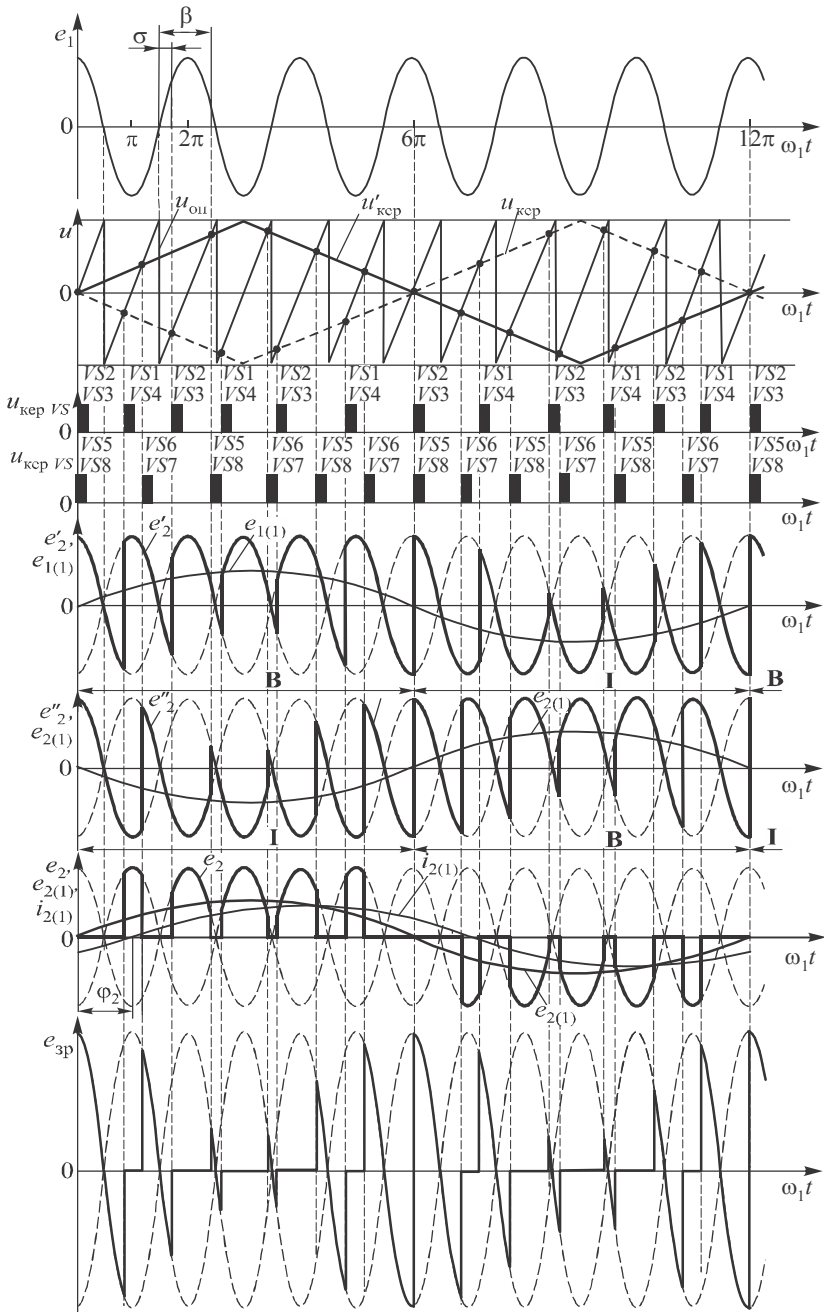


Рис. 3.7  
244

також згладжують високочастотні складові в кривій вихідної напруги.

БПЧ з ПК при узгодженому керуванні можна зобразити еквівалентною лінійною схемою (див. рис. 3.6,б), в якій діють несинусоїдальні ЕРС  $e'_2$  і  $e''_2$ . Цю схему можна звести до схеми рис. 3.6,в з несинусоїдальною ЕРС  $e_2$  (внутрішній ЕРС БПЧ з ПК) шляхом заміни двох паралельних віток однією еквівалентною так, щоб струм  $i_2$  і напруга  $u_2$  у перетвореній схемі, а отже, струми та напруги в іншій частині схеми були б такими, як у заданій,

$$e_2 = \frac{1}{g} \sum_{h=1}^{h=m} e_h g_h,$$

де  $g = g_1 + g_2 \dots + g_h + \dots + g_m$  — провідність віток;  $g = 2/(\omega_1 L)$  (зрівнювальні дроселі Др1, Др2 мають індуктивність однієї половини котушки  $L_1 = L/2$ ).

Таким чином,

$$e_2 = \frac{1}{2}(e'_2 - e''_2).$$

Нехтуючи індуктивністю розсіювання обмоток трансформатора, а також активними опорами обмоток трансформатора та тиристорів, зрівнювальний струм можна визначити з рівняння (див. рис. 3.6,б)

$$2\omega_1 L \frac{di_{зп}}{d(\omega_1 t)} = e_{зп},$$

Звідки

$$i_{зп} = \frac{1}{2\omega_1 L} \int_0^{\omega_1 t} e_{зп} d(\omega_1 t), \quad (3.11)$$

де за початок відліку часу  $\omega_1 t = 0$  приймається момент відкриття одного з тиристорів випрямної групи.

Найбільше значення зрівнювального струму одержимо при  $\alpha_{\max} = \pi/2$  незалежно від фазності перетворювача та взаємного фазування напруг, що живлять групи тиристорів (див. рис. 3.7 і рис. 3.10). З рівняння (3.11) одержуємо

$$\frac{1}{\omega_1} \int_{\alpha_{\max} + \frac{\pi}{2}}^{\alpha_{\max} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} e_{\text{зр}} d(\omega_1 t) = 2LI_{\text{зрmax}}. \quad (3.12)$$

Враховуючи, що різниця напруг між групами тиристорів виникає під дією двох протифазних ЕРС (див. рис. 3.7, 3.10), можна записати

$$e_{\text{зр}} = E_{1m} \sin \omega_1 t - E_{1m} \sin(\omega_1 t + \pi) = 2E_{1m} \sin \omega_1 t, \quad (3.13)$$

де  $E_{1m}$  — амплітудне значення фазної ЕРС.

З рівнянь (3.12) і (3.13) знаходимо

$$I_{\text{зрmax}} = \frac{E_{1m}}{\omega_1 L} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{m} \right). \quad (3.14)$$

З виразу (3.14) видно, що при збільшенні  $m$  зменшується зрівнювальний струм. Це дозволяє обирати дросель з меншою індуктивністю та більш повно використовувати тиристори за струмом.

Зрівнювальні струми можна виключити за рахунок роздільного керування тиристорними групами. При роздільному керуванні імпульси керування подаються тільки на працюючу групу тиристорів, а тиристори непрацюючої групи закриваються. Закрита група тиристорів починає роботу тільки після того, як закінчила проводити струм працююча група.

Розрізняють роздільне програмне та не програмне керування. У БПЧ з ПК при роздільному керуванні зрівнювальні дроселі Др1, Др2 (див. рис. 3.6,а, рис. 3.9) можуть бути відсутніми. Іноді їх можна зберігати для згладжування пульсацій у кривій вихідної напруги (індуктивність  $L$  таких дроселів значно менша, ніж при узгодженому керуванні).

При роздільному програмному керуванні система керування здійснює затримку в часі відкриття чергової групи тиристорів. На рис. 3.8 і 3.11 наведені часові діаграми струмів і напруг однофазно-однофазного (рис. 3.6,а) і трифазно-однофазного (рис. 3.9) БПЧ з ПК при роздільному керуванні (рис. 3.10) та лінійною фазовою характеристикою фазозеувного пристрою. У момент часу  $\omega_1 t_2$  імпульси керування, що відповідають режиму випрямлення (В), починають подаватися на тиристори групи I. У момент часу  $\omega_1 t_3$  за допомогою системи керування тиристо-

ри групи I переводяться у режим інвертування (I), в якому вони знаходяться до моменту часу  $\omega_1 t_4$ , що відповідає спаданню струму навантаження до нуля (на рисунках показана тільки перша гармоніка струму навантаження  $i_{2(1)}$ ; реальний струм навантаження, якщо останнє активно-індуктивне, спадає до нуля раніше, ніж його перша гармоніка — момент часу ( $\omega_1 t_4$ ). З цього моменту часу імпульси керування знімаються з тиристорів групи I. Після спаду струму навантаження до нуля витримується пауза  $\omega_1 t_{II}$ , яка необхідна для відновлення запірних властивостей тиристорів групи I. У момент часу  $\omega_1 t_5$  імпульси керування, що відповідають режиму випрямлення, подаються на тиристори групи II і т.д. Таким чином, тиристори групи I формують позитивну півхвилю вихідної напруги, а тиристори групи II — негативну. БПЧ з ПК при роздільному керуванні можна зобразити еквівалентною лінійною схемою рис. 3.6,2, в якій діють несинусоїдальні внутрішні ЕРС  $e_2'$  і  $e_2''$ .

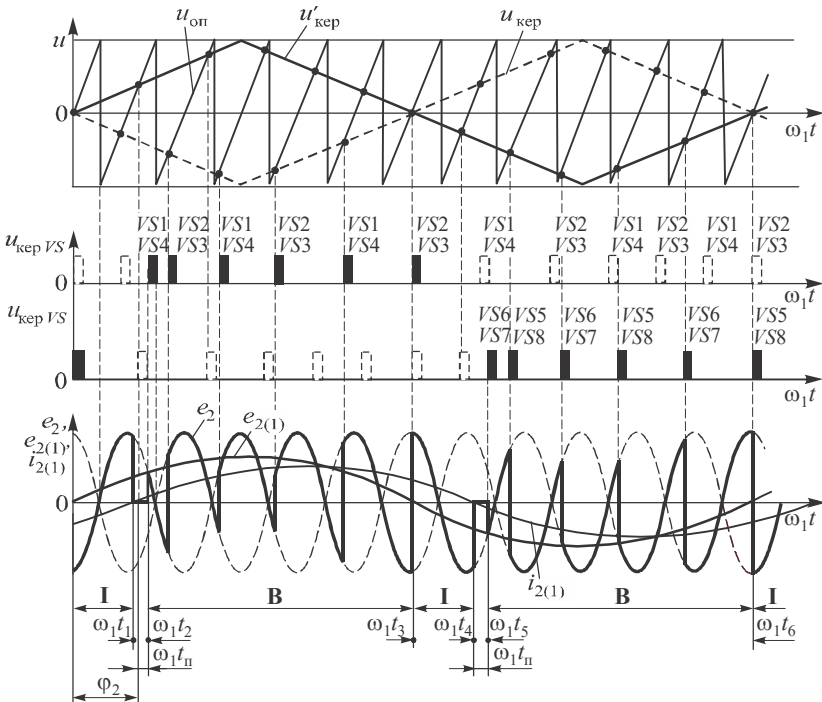


Рис. 3.8  
247

Цю схему можна замінити схемою рис. 3.6,д, в якій діє несинусоїдальна внутрішня ЕРС  $e_2$ .

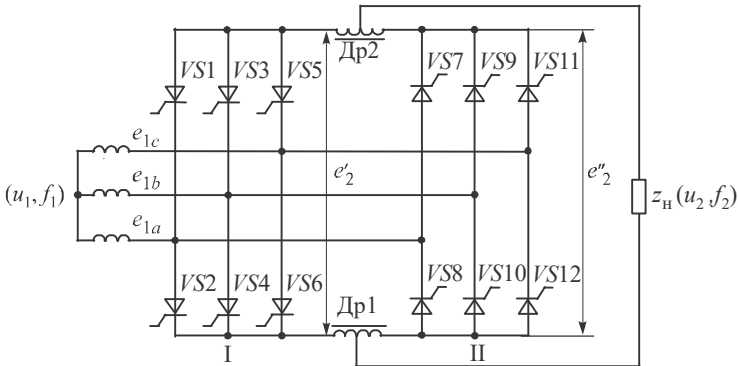


Рис. 3.9

У системі керування з роздільним програмним керуванням нема необхідності у пристроях, що реагують на перехід струму навантаження через нуль, тому що система повинна бути попередньо налаштована на заданий коефіцієнт потужності навантаження, який визначає потрібний час затримки подачі імпульсів керування. Зміна коефіцієнта потужності навантаження (у бік збільшення) погіршує форму кривої вихідної напруги та коефіцієнт потужності перетворювача. При зменшенні коефіцієнта потужності навантаження струм навантаження до моменту часу  $\omega_1 t_4$  може не досягнути нуля, що призводить до стрибка зрівнювального струму у внутрішньому контурі БПЧ.

Роздільне не програмне керування передбачає при протіканні струму через одну групу тиристорів (наприклад, I) заборону подачі імпульсів керування на тиристири іншої групи (наприклад, II). Для цього необхідно контролювати струми в тиристорних групах перетворювача. Контроль струмів і пристрої заборони повинні бути надійними, тому що в протилежному випадку між групами тиристорів може виникнути зрівнювальний струм, який обмежується тільки внутрішнім опором джерела живлення. При спаданні струму до нуля потрібна затримка для відновлення запірних властивостей тиристорів, які проводили струм.

Аналіз процесів у БПЧ з ПК дуже складний і звичайно його проводять при припущенні нескінченно великої кількості пульсацій у



кривій вихідної напруги ( $m \rightarrow \infty$ ), що дозволяє одержати загальні закономірності, які не залежать від числа комутацій струму в тиристорах за період вихідної частоти. При нескінченній кількості пульсацій крива вихідної напруги являє собою гладку криву, а високочастотними

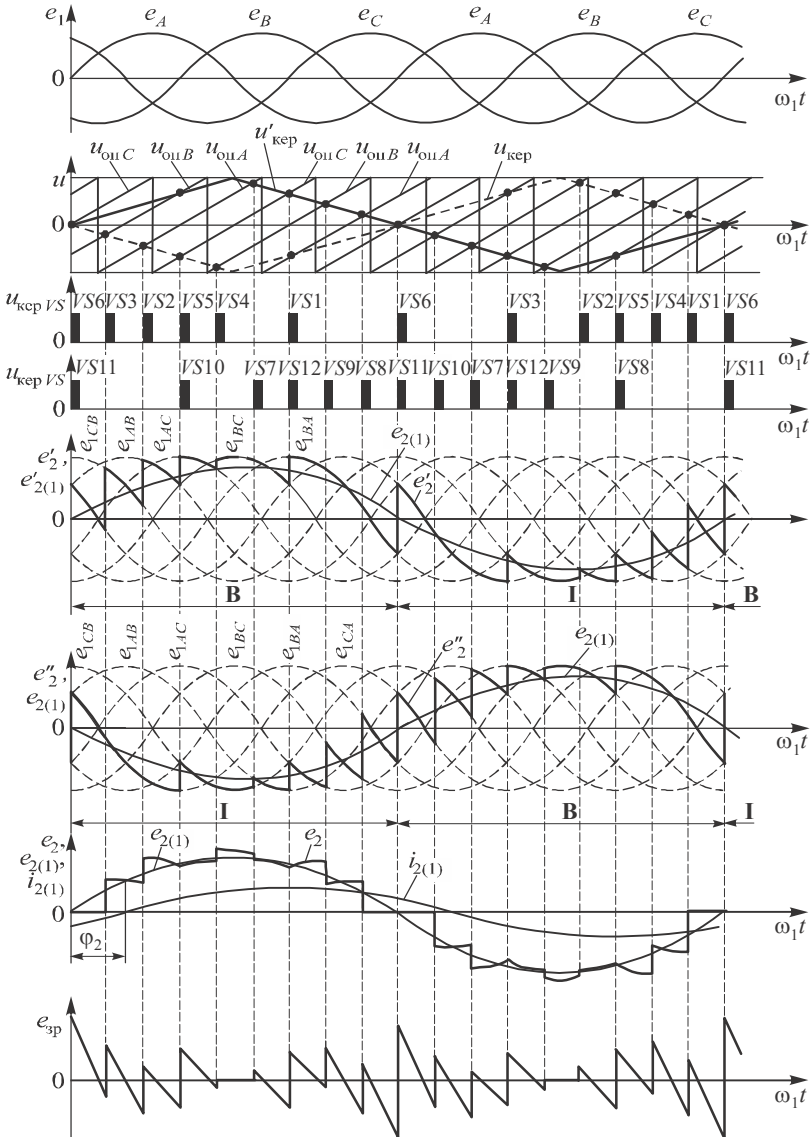


Рис. 3.10  
249

складовими (завадою) нехтуємо. Крім зробленого припущення будемо уважати, що: трансформатор ідеальний ( $r_a = 0; L_a = 0$ ); живильна мережа має нескінчену потужність ( $r_{\text{вн}} = 0$ ); тиристори ідеальні; у перетворювачі з узгодженим керуванням зрівнювальний струм дорівнює нулю, а у перетворювачі з роздільним керуванням дорівнює нулю пауза при перемиканні вентильних груп. Останнє припущення дозволяє вважати перетворювачі з узгодженим і роздільним керуванням повністю еквівалентними.

При нескінченній кількості пульсацій вихідна напруга перетворювача визначається співвідношеннями

$$u_2 = U_{d0} \cos \alpha \text{ або } u_2^* = u_2 / U_{d0} = \cos \alpha, \quad (3.15)$$

де  $U_{d0}$  — напруга холостого ходу некерованого випрямляча (при  $m_2 \rightarrow \infty U_{d0} = E_{2m}$ ).

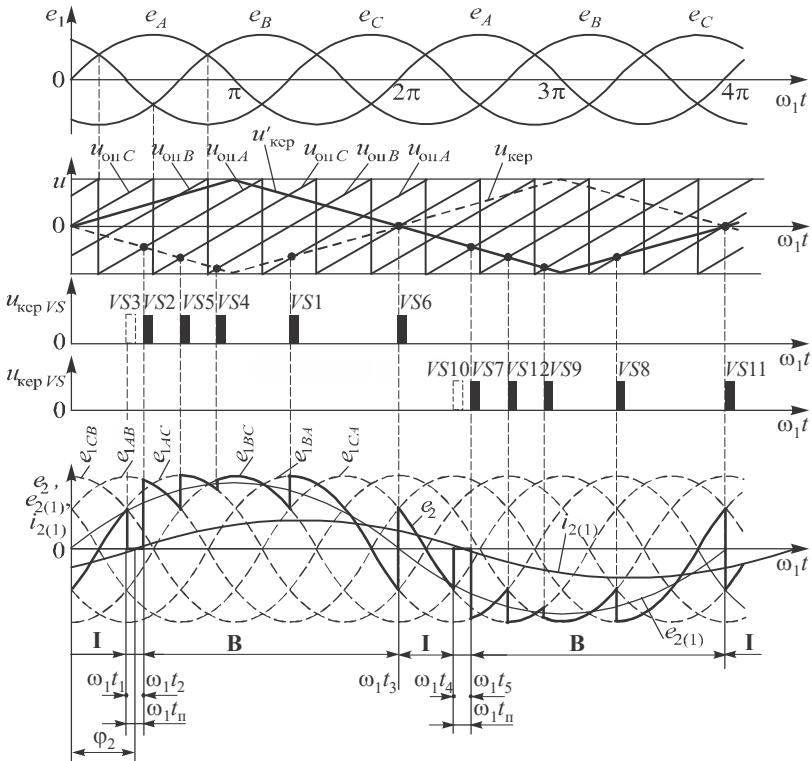


Рис. 3.11  
250

З виразів (3.9) і (3.15) одержуємо, що при арккосинусоїдальній фазовій характеристиці фазозсувного пристрою миттєве значення вихідної напруги БПЧ з ПК дорівнює миттєвому значенню напруги керування

$$u_2^* = u_{\text{кер}}^* . \quad (3.16)$$

У випадку арккосинусоїдальної фазової характеристики форма вихідної напруги перетворювача не змінюється при регулюванні амплітуди модулюючої напруги  $u_{\text{кер}}$ , а коефіцієнт підсилення перетворювача залишається постійним, тобто

$$K = u_2 / u_{\text{кер}} = E_{2m} / U_{\text{опт}} .$$

При лінійній фазовій характеристиці миттєве значення вихідної напруги перетворювача

$$u_2^* = \sin\left(\frac{\pi}{2} u_{\text{кер}}^*\right) . \quad (3.17)$$

Фазну напругу на навантаженні трифазно-трифазного перетворювача можна легко визначити, використовуючи еквівалентні схеми з'єднання навантаження (рис. 3.12,а, б) і вираз (3.16):

а) з'єднання навантаження зіркою з нульовим проводом

$$u_{\text{нА}\searrow 0}^* = u_{2A}^* , \quad u_{\text{нВ}\searrow 0}^* = u_{2B}^* , \quad u_{\text{нС}\searrow 0}^* = u_{2A}^* ; \quad (3.18)$$

б) з'єднання навантаження трикутником

$$u_{\text{нА}\triangle}^* = u_{2A}^* - u_{2C}^* , \quad u_{\text{нВ}\triangle}^* = u_{2B}^* - u_{2A}^* , \quad u_{\text{нС}\triangle}^* = u_{2C}^* - u_{2B}^* ; \quad (3.19)$$

в) з'єднання навантаження зіркою без нульового проводу

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{нА}\searrow}^* &= \frac{2u_{2A}^* - u_{2B}^* - u_{2C}^*}{3} , \\ u_{\text{нВ}\searrow}^* &= \frac{2u_{2B}^* - u_{2A}^* - u_{2C}^*}{3} , \\ u_{\text{нС}\searrow}^* &= \frac{2u_{2C}^* - u_{2A}^* - u_{2B}^*}{3} . \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

На рис. 3.12,в наведені криві фазних напруг при трикутній напрузі керування, побудовані за виразами (3.18)...(3.20).

Гармонічний склад фазних напруг при трикутній напрузі керування можна одержати, розкладаючи криві рис. 3.12, в у ряд Фур'є:

$$u_{H\lambda_0}^* (q) = \frac{8}{\pi^2} \mu \left[ \sin \vartheta + (-1)^q \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(2q+1)^2} \sin(2q+1)\vartheta \right], \quad (3.21)$$

$$u_H^* (q) = \frac{8}{\pi^2} \mu \left[ \sin \vartheta + (-1)^q \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q-1)^2} \sin(6q-1)\vartheta + \right. \\ \left. + (-1)^q \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q+1)^2} \sin(6q+1)\vartheta \right], \quad (3.22)$$

$$u_{H\Delta}^* (q) = \frac{8\sqrt{3}}{\pi^2} \mu \left[ \sin \vartheta - \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q-1)^2} \sin(6q-1)\vartheta + \right. \\ \left. + \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{(6q+1)^2} \sin(6q+1)\vartheta \right]. \quad (3.23)$$

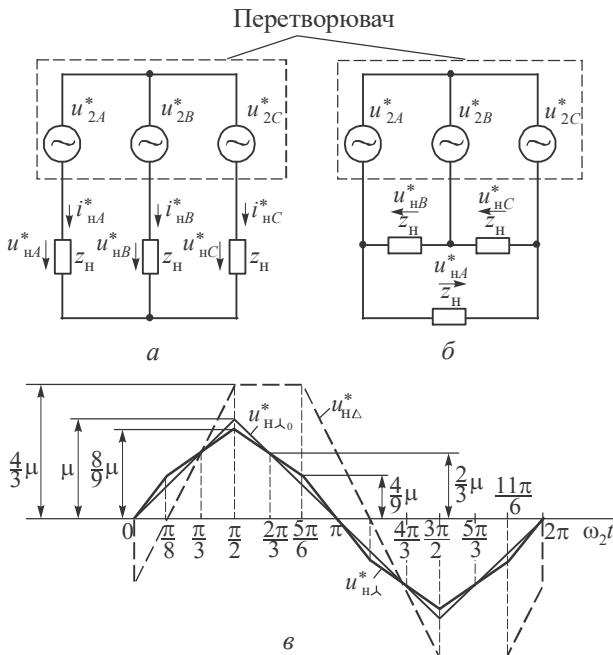


Рис. 3.12  
252

З виразів (3.21)...(3.23) видно, що при трикутній напрузі керування у кривій фазної напруги присутні гармоніки кратні трьом (навантаження з'єднане зіркою з нульовим проводом). Найбільш близька до синусоїди вихідна напруга при трикутній напрузі керування ( $K_T = 4,6\%$ ).

Аналіз виразів (3.21)...(3.23) показує, що при одній і тій же напрузі на вторинних обмотках трансформатора перші гармоніки вихідної напруги мають різні значення. Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги при трикутній напрузі керування на 19 % нижча, ніж при синусоїдальній.

У БПЧ з ПК форма струмів у первинних обмотках трансформатора залежить від зміни кута керування і струму навантаження на протязі півперіода низької частоти. Первинні струми у трифазно- $m_2$ - фазному перетворювачі зв'язані з фазними струмами навантаження наступними співвідношеннями:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= \frac{2K_T}{3} \sum_{k=1}^{m_2} |i_{2k}| \cos \sigma_k, \\ i_{1B} &= \frac{2K_T}{3} \sum_{k=1}^{m_2} |i_{2k}| \cos(\sigma_k - \frac{2\pi}{3}), \\ i_{1C} &= \frac{2K_T}{3} \sum_{k=1}^{m_2} |i_{2k}| \cos(\sigma_k + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (3.24)$$

де  $K_T = U_{2m}/U_{1m}$  — коефіцієнт трансформації;  $|i_2| = I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right|$  — абсолютне миттєве значення струму на виході перетворювача;  $i_{2k}$  — миттєве значення струму навантаження  $k$ -ї фази;  $\sigma$  — кут зсуву між анодною напругою, що відповідає струму тиристора, який проводить струм у  $k$ -й фазі, та напругою фази  $A$  живильної мережі.

При синусоїдальній напрузі керування

$$u_{кер}^* = \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 \right), \quad (3.25)$$

використовуючи вирази (3.24) і (3.25), одержуємо миттєве значення первинних струмів трифазно-однофазного перетворювача:

$$\begin{aligned}
i_{1A} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin[\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \\
&\quad + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s \right)], \\
i_{1B} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin[\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \\
&\quad + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s - \frac{2\pi}{3} \right)], \quad (3.26) \\
i_{1C} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin[\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \\
&\quad + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s + \frac{2\pi}{3} \right)],
\end{aligned}$$

де  $s$  — номер півперіоду струму навантаження;  $\varphi_2$  — кут зсуву фаз між напругою  $u_2^*$  і струмом  $i_2$ .

Миттєві значення первинних струмів у трифазно-трифазному перетворювачі можуть бути одержані аналогічно

$$\begin{aligned}
i_{A,B,C} &= \frac{2K_T}{3} I_{2m} \left\{ \left| \sin \frac{\omega_1 t}{p} \right| \sin[\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \right. \\
&\quad \left. + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \pi - \pi s_1 \right) - \frac{2\pi}{3} n_1 \right] + \left| \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \frac{\pi}{3} \right) \right| \times \\
&\quad \times \sin[\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \frac{4\pi}{3} - \pi s_2 \right) - \frac{2\pi}{3} n_1] + \\
&\quad + \left| \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \frac{2\pi}{3} \right) \right| \sin[\sigma_1 + p\varphi_2 + \omega_1 t + \\
&\quad \left. + \arcsin \mu \sin \left( \frac{\omega_1 t}{p} + \varphi_2 + \frac{5\pi}{3} - \pi s_3 \right) - \frac{2\pi}{3} n_1 \right] \Big\},
\end{aligned}$$

де  $s_1, s_2, s_3$  — номери півперіоду струмів навантаження відповідно фаз 1, 2, 3;  $n_1 = 0$  — при визначенні струму фази  $A$  мережі;  $n_1 = 1$  — при

визначенні струму фази  $B$  мережі;  $n_1 = 2$  — при визначенні струму фази струму  $C$  мережі.

Період повторюваності струмів навантаження  $T_{2c}$  (найменший відрізок часу, в якому укладається ціле число періодів вихідної напруги) у трифазно -  $m_2$  - фазному перетворювачі зв'язаний з періодом вихідної напруги  $T_2$  співвідношенням

$$T_{2c} = T_2 / (2m_2). \quad (3.28)$$

Період повторюваності первинних струмів  $T$  зв'язаний з періодом живильної мережі  $T_1$  та періодом повторюваності струмів навантаження  $T_{2c}$  співвідношенням

$$T = gT_1 = hT_{2c}, \quad (3.29)$$

де  $g$  — ціле число періодів напруги живильної мережі;  $h$  — ціле число періодів повторюваності струмів навантаження.

З виразів (3.29 і (3.28) одержуємо

$$h = 2m_2g/p. \quad (3.30)$$

Визначаючи період повторюваності струмів навантаження  $h$  при заданому значенні  $p$ , у вираз (3.30) підставляємо цілі значення  $g$ , починаючи з 1, до тих пір, поки не одержимо ціле значення  $h$ . Знайдені числа  $g$  і  $h$  визначають період повторюваності первинних струмів.

У трифазно-однофазному перетворювачі форма первинних струмів може бути сильно спотворена, і при визначених параметрах вони мають постійні складові, а у трифазно-трифазному перетворювачі форма первинних струмів близька до синусоїдальної. На форму, амплітуду та фазу первинних струмів впливають параметри  $\mu$  і  $\varphi_2$ .

Середнє за період повторюваності значення (постійна складова) первинного струму трифазно -  $m_2$  - фазного перетворювача

$$I_{1cp} = \frac{m_2}{p\pi h} \sum_{s=1}^h \int_{\frac{p\pi}{m_2}(s-1)}^{\frac{p\pi}{m_2}s} i_1 d(\omega_1 t), \quad (3.31)$$

де  $s$  — номер періоду повторюваності струмів навантаження у відповідності з виразом (3.28).

Одержати вираз для середнього значення первинних струмів у загальному випадку неможливо. Розрахунок можна провести за виразами (3.31), (3.26) і (3.27) тільки за допомогою ЕОМ.

При постійному куті керування, що дорівнює  $\pi/2$ , тобто  $\mu = 0$ , середнє значення первинного струму  $m_2$  - фазного перетворювача

$$I_{1A,B,C\text{cp}} = \frac{4m_2 I_{2m} K_T}{3\pi(1-p^2)} \sin\left(\sigma_1 + p\varphi_2 - \frac{2\pi}{3}n_1\right) \quad (3.32)$$

(при  $p = 2m_2k$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ ).

З виразу видно, що постійна складова первинного струму з'являється тільки, якщо  $p$  кратне  $2m_2$ . При  $\mu \neq 0$  умови появи постійної складової первинного струму такі ж, як і при  $\mu = 0$ . Постійні складові первинного струму викликають намагнічування осердя живильного трансформатора, що необхідно враховувати при розрахунку перетворювача. Як видно з виразу (3.31), постійні складові первинних струмів з'являються тільки при визначених співвідношеннях вхідної і вихідної частот. Усунути намагнічування осердя живильного трансформатора можна, якщо в усталеному режимі при регулюванні вихідної частоти будуть відсутні частоти, що дорівнюють  $f_1/(2m_2k)$ .

Діюче значення первинного струму у трифазно -  $m_2$  - фазному перетворювачі

$$I_{1д} = \sqrt{\frac{m_2}{p\pi h} \sum_{s=1}^h \int_{p\frac{\pi}{m_2}(s-1)}^{p\frac{\pi}{m_2}s} i^2 d(\omega_1 t)}. \quad (3.33)$$

Розрахунок діючих значень струмів перетворювача для  $\mu \neq 0$  може бути виконаний тільки за допомогою ЕОМ. Відмітимо, що діючі значення первинних струмів різних фаз трифазно -  $m_2$  - фазного перетворювача неоднакові, якщо  $p$  кратне числу вторинних фаз:  $p = km_2$ ,



де  $k = 1, 2, 3, \dots$ . При  $p \neq km_2$  діючі значення первинних струмів всіх трьох фаз однакові.

При прийнятих припущеннях втрати у перетворювачі дорівнюють нулю, тому активна потужність на первинній стороні дорівнює активній потужності на виході

$$P_1 = P_2 = m_2 U_{2д} I_{2д} \cos \varphi_2 = \frac{m_2}{\sqrt{2}} \mu E_{2m} I_{2д} \cos \varphi_2, \quad (3.34)$$

де  $U_{2д} = \mu E_{2m} / \sqrt{2}$  — діюче значення вихідної напруги з нескінченним числом пульсацій.

Реактивну потужність на первинній стороні перетворювача знаходять як середню за півперіод потужність, що створюється струмом навантаження  $i_2$  і напругою  $u_2'$ , що одержана в результаті зсуву всіх кривих анодних напруг на кут  $\pi/2$  у бік відставання

$$\begin{aligned} Q_1 &= \frac{m_2}{\pi} \int_0^{\pi} u_2' i_2 d \left( \frac{\omega_1 t}{p} \right) = \\ &= \frac{m_2}{\pi} E_{2m} I_{2m} \left\{ \sqrt{1 - \mu^2 \sin^2 \varphi_2} + \frac{\sin \varphi_2}{\mu} \arcsin \mu \sin \varphi_2 + \right. \\ &\quad \left. + |\cos \varphi_2| \frac{1 - \mu^2}{2\pi} \ln \frac{[\cos \varphi_2 + \sqrt{1 - \mu^2 \sin^2 \varphi_2}]^2}{1 - \mu^2} \right\}. \quad (3.35) \end{aligned}$$

З виразу (3.35) випливає, що перетворювач завжди споживає з мережі реактивну потужність, тому що при будь-якому значенні  $\varphi_2$  реактивна потужність на первинній стороні позитивна і збільшується при зменшенні параметрів  $\mu$  і  $\cos \varphi_2$  незалежно від  $p$ .

За допомогою виразів (3.34) і (3.35) можна одержати коефіцієнт зсуву основної гармоніки первинного струму відносно напруги мережі

$$\cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{Q_1}{P_1} \right)^2}}. \quad (3.36)$$

Коефіцієнт зсуву завжди менше одиниці і не залежить від параметрів  $p$  і  $m_2$  ( $\cos \varphi_{1\max} \approx 0,85$  при  $\mu = 1$  і  $\varphi_2 = 0$ ).

Потужність спотворення, що характеризує вміст вищих гармонік і субгармонік (гармонік з частотами нижче  $f_2$ ) у кривій первинного струму визначається виразом

$$T_1 = \frac{\sqrt{1-v_1^2}}{v_1} \sqrt{P_1^2 + Q_1^2},$$

де  $v_1 = I_{1(1)}/I_{1д}$  — коефіцієнт спотворення;

$$I_{1(1)} = \sqrt{2} |P_1| / (3U_{(1)m} \cos \varphi_1) = m_2 \mu K_T |\cos \varphi_2| I_{2д} / (3 \cos \varphi_1) — діюче$$

значення основної гармоніки первинного струму.

Коефіцієнт спотворення у трифазно-трифазному перетворювачі близький до одиниці ( $v_1 = 0,999 \dots 0,9999$ ), а у трифазно-однофазному він суттєво відрізняється від одиниці ( $v_1 = 0,75 \dots 0,9$ ).

Повна потужність на первинній стороні БПЧ з ПК

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + T_1^2 + H_1^2} = \sqrt{3} U_{2д} \sqrt{I_{1Aд}^2 + I_{1Bд}^2 + I_{1Cд}^2},$$

де  $H_1$  — потужність несиметрії, що з'являється на первинній стороні, коли діючі значення первинних струмів у різних фазах неоднакові, тобто при  $p = km_2$ .

Потужність несиметрії виникає при зміні  $p$  за рахунок зменшення потужності спотворення, тому що активна, реактивна та повна потужності не залежать від  $p$ .

При  $m \neq \infty$  в кривій випрямленої напруги є кінцеве число пульсацій, тобто миттєве значення вихідної напруги являє собою складну функцію

$$u_2^* = f(u_{\text{кер}}^*, \varphi_2, m, x, \delta, t_{\text{п}}).$$

Тут  $x$  — параметр, що враховує індуктивність розсіювання обмоток живильного трансформатора та струм навантаження перетворювача;  $\delta$  — кут зсуву нуля напруги керування відповідно анодної напруги;  $t_{\text{п}}$  — час паузи при перемиканні вентилях груп.

Період повторюваності вихідної напруги в загальному випадку не дорівнює півперіоду вихідної частоти. При парному  $m$ , коли співпада-

ють анодні напруги позитивної і негативної вентильних груп, у періоді повторюваності укладається ціле число  $h'$  півперіодів напруги керування та  $g/m$  періодів напруги мережі

$$h' \frac{T_2}{2} = g \frac{1}{m} T_1,$$

або

$$h' = 2g / (pm). \quad (3.37)$$

При непарному  $m$  період повторюваності вихідної напруги визначають як найменший відрізок часу, в якому укладається ціле число  $h'$  півперіодів напруги керування і  $g/m$  періодів напруги мережі плюс  $1/(2m)$  частина періоду мережі

$$h' \frac{T_2}{2} = g \frac{T_1}{m} + \frac{T_1}{2m},$$

або

$$h' = \frac{2g + 1}{pm}. \quad (3.38)$$

Після визначення періоду повторюваності порядок розрахунку вихідної напруги наступний:

- 1) визначення моментів відкриття тиристорів як точок перетину кривої напруги керування з опорними синусоїдальними напругами;
- 2) розрахунок кутів комутації, що відповідають моментам відкриття тиристорів;
- 3) розрахунок миттєвих значень напруг на виході перетворювача;
- 4) розрахунок середнього, діючого значень і основної гармоніки вихідної напруги в окремі півперіоди;
- 5) розрахунок усереднених за період повторюваності значень вихідних напруг.

Вирази, одержані в результаті розрахунку, дуже складні та громіздкі і потребують застосування ЕОМ. Тому наведемо деякі найбільш прості співвідношення.

При  $pm \geq 30$  вихідна напруга практично не залежить від параметрів  $\delta$ ,  $\varphi_2$ ,  $\omega_1 t_{п}$ , а залежить тільки від параметрів  $m$  і  $\mu$ . Інші параметри суттєво впливають на  $u_2$  лише при значеннях  $p$ , не набагато більших за одиницю.

Миттєве значення основної гармоніки вихідної напруги

$$u_{2(1)}(\omega_2 t) = U_{2(1)m} \sin \omega_2 t, \quad (3.39)$$

де  $U_{d0} = U_{1m} \sin(\pi/m)/(\pi/m)$  — амплітуда основної гармоніки вихідної напруги в режимі холостого ходу;  $U_{1m}$  — амплітуда напруги на вторинній обмотці живильного трансформатора.

Діюче значення основної гармоніки вихідної напруги в режимі холостого ходу

$$U_{2(1)x}^* = U_{2(1)x} / U_{d0} = \mu / \sqrt{2}, \quad (3.40)$$

де  $U_{d0} = U_{1m} \sin \pi/m / (\pi/m)$  — напруга холостого ходу некерованого випрямляча.

Діюче значення вихідної напруги при  $\mu = 0$

$$U_{2д}^* = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m}} \cdot U_{1m}^*,$$

де  $U_{1m}^* = \pi/m / (\sin \pi/m)$ .

При  $\mu = 1$

$$U_{2д}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi/m}{\sin \pi/m}.$$

Тому що крива вихідної напруги  $u_2$  перетворювача формується з відрізків синусоїд напруги живлення, то в ній вміщується широкий спектр вищих гармонік, який визначається параметрами  $p$ ,  $\mu$ ,  $\delta$ ,  $\Phi_2$ ,  $\omega_1 t_{п}$ .

При довільних значеннях вказаних параметрів гармонічний аналіз кривої напруги дуже громіздкий і може бути доведений до чисельного результату тільки за допомогою ЕОМ.

При формуванні кривої вихідної напруги на одних ділянках кути провідності тиристорів  $\lambda_{VS}$  більші за  $2\pi/m$ , а на інших менше  $2\pi/m$ .

При  $\lambda_{VS} > 2\pi/m$  порядок і величина вищих гармонік визначається виразами:

$$q_1 = km \frac{(p-1)}{p} \pm \frac{1}{p}, \quad (3.41)$$

$$\frac{U_{(x)m}}{U_{2(1)m}} = \frac{1}{q_1 m \pm 1} f(\mu, \varphi_2), \quad (3.42)$$

а при  $\lambda_{VS} < 2\pi/m$  — виразами:

$$q_2 = km \frac{(p+1)}{p} \pm \frac{1}{p}, \quad (3.43)$$

$$\frac{U_{(x)m}}{U_{2(1)m}} = \frac{1}{q_2 m \pm 1} f(\mu, \varphi_2), \quad (3.44)$$

де  $k = 1, 2, 3, \dots$ ,  $0 \leq f(\mu, \varphi_2) \leq 1$ , тобто в кривій  $u_2$  вміщується два ряди вищих гармонік.

У виразах (3.41)...(3.44) треба вибирати або верхні, або нижні знаки.

У кривій вихідної напруги субгармоніки відсутні, якщо період повторюваності напруги  $u_2 = f(t)$  дорівнює півперіоду вихідної напруги, тобто при  $h' = 1$  зі співвідношення (3.37) знаходимо

$$f_2 = f_1 m / (2g). \quad (3.45)$$

Якщо вихідна частота не задовольняє умові (3.45), то в кривій вихідної напруги вміщуються субгармоніки. Вихідна напруга може мати постійну складову при  $h' = 2$ .

У перетворювачі з кінцевим числом пульсацій зв'язок між первинними та вторинними струмами описується також виразами (3.24). При цьому необхідно враховувати, що кут  $\sigma$  приймає лише деякі фіксовані значення, число яких пропорційне числу пульсацій  $m$  вентильної групи.

Миттєве значення первинного струму являє собою складну функцію

$$i_1^* = f(\vartheta, m, \sigma_0, m_2, p, \delta_0, \mu, f_2, u_k, I_2^*),$$

де  $\sigma_0$  — кут, на який зсунута опорна синусоїдальна напруга з номером  $k = 0$  відносно напруги фази  $A$  живильної мережі;  $\sigma_0$  — кут зсуву між нулем напруги керування та опорною синусоїдальною напругою з номером  $k = 0$ ;  $u_k$  — напруга короткого замикання живильного трансформатора;  $\vartheta = \omega_1 t$ .

Відмітимо, що оскільки при парному числі  $m$  пульсацій вентиляльної групи позитивний та негативний півперіоди струму навантаження еквівалентні, період повторюваності первинних струмів визначається виразом (3.30). При непарному  $m$  еквівалентність позитивного та негативно-го півперіодів струму навантаження порушується і період повторюваності продовжується (для трифазно-однофазного перетворювача  $h = 2g / p$ , для трифазно-трифазного перетворювача  $h = 3g / p$ , де  $h$  — число періодів струму навантаження, що вміщується в періоді повторюваності).

Розрахунок первинних струмів і енергетичних співвідношень, зважаючи на складність, доцільно виконувати за допомогою ЕОМ. Як показує аналіз, закономірності, які притаманні перетворювачу з нескінченним числом пульсацій, залишаються в силі і для перетворювача з кінцевим числом пульсацій. Число пульсацій не впливає на середні та діючі значення первинних струмів, а також повну потужність, а впливає тільки на коефіцієнт і потужність спотворення на стороні живильної мережі, яка збільшується при зменшенні числа пульсацій.

### **3.2.2. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях**

Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях (БПЧ на ПКВ) будують за такими ж структурними схемами, як і БПЧ з ПК (див. рис. 3.3 і рис. 3.4), і в них можуть застосовуватися різні типи повністю керованих ключів, що володіють двонапрямковою провідністю. Такі ключі реалізуються або зустрічно-паралельним ввімкненням ГТО-тиристорів, або зустрічно-паралельним ввімкненням звичайних тиристорів з вузлами примусової комутації, або однією з можливих транзисторно - діодних комбінацій, які наведені на рис. 5.9. Використання діодів обумовлено необхідністю запобігання зміни полярності напруг на транзисторах, які неприпустимі для них.

БПЧ з ПКВ дозволяють перетворювати напругу однієї частоти (незмінної або змінної) в іншу (нижче або вище вхідної, незмінну або регульовану). Вони дозволяють здійснювати перетворення частоти різними способами, тобто з різними законами перемикання керованих вентилів, різним ступенем наближення кривої вихідної напруги до бажаної.

ної або заданої форми. Є декілька способів формування вихідної частоти  $f_2$  з  $m_1$ -фазної системи напруг з частотою  $f_1$ :

1. *Спосіб поперемінного підмикання фаз навантаження до позитивних і негативних обвідних  $m_1$ -фазної випрямленої напруги.* При цьому фази навантаження підмикають з необхідною частотою до тих вхідних фаз, які мають максимальні позитивні або негативні потенціали. На рис. 3.13,а наведені часові діаграми, що ілюструють одержання вихідної напруги  $u_2$  трифазно-однофазного перетворювача (див. рис. 3.3,д). Як видно з рисунку, вихідна напруга формується з окремих ділянок позитивних і негативних обвідних вхідної напруги перетворювача. Зміна вихідної частоти здійснюється зміною частоти комутаційних функцій  $\psi_1$  і  $\psi_2$ . Збільшення числа фаз живильної мережі наближає криву вихідної частоти напруги до прямокутної форми. Даний спосіб простий у реалізації і забезпечує найбільший вміст основної гармоніки у вихідній напрузі. Регулювання вихідної напруги здійснюється або за рахунок затримки відкриття вентилів, або за рахунок введення паузи  $t_{\text{п}}$  між півперіодами, яку можна регулювати.

При плавній зміні відношення частот  $f_1/f_2$  у вихідній напрузі з'являються субгармоніки, які зростають із зменшенням числа фаз  $m_1$ .

2. *Спосіб безпосереднього наближення миттєвих значень вихідної напруги до миттєвих значень опорної напруги.* При цьому кожну фазу навантаження підмикають до тієї фази живильної мережі, миттєве значення напруги якої найбільш близьке до миттєвого значення опорної (задавальної) напруги. Форма вихідної напруги відрізняється від форми опорної напруги на значення вхідної напруги, яка в даний момент часу підімкнена до навантаження перетворювача, та опорної. Степінь наближення вихідної напруги до опорної залежить від числа миттєвих значень вхідних напруг. Таким чином, форма кривої опорної напруги визначає форму кривої дійсної вихідної напруги перетворювача. Опорна напруга може бути будь-якої форми — синусоїдальної, прямокутної, трапецеїдальної та ін. На рис. 3.13,б наведені часові діаграми напруг і послідовність імпульсів керування, що подаються на відкриття вентилів трифазно-однофазного перетворювача (див. рис. 3.3,д). У момент часу  $t_0 \dots t_1$  найменшу різницю з опорною напругою  $u_{\text{оп}}$  має напруга фази  $A$ ,

тому ця фаза підмикається до навантаження. У момент часу  $t_1$  найбільш близькою до опорної напруги стає напруга фази  $C$ . При цьому фаза  $A$  відмикається, а фаза  $C$  підмикається до навантаження. У момент часу  $t_2$  до виходу підмикається фаза  $A$ , у момент часу  $t_3$  — фаза  $B$ , у момент часу  $t_4$  — фаза  $C$ , у момент часу  $t_5$  — фаза  $A$ , у момент часу  $t_6$  — фаза  $B$ , у момент часу  $t_7$  — фаза  $A$ , у момент часу  $t_8$  — фаза  $C$  і т.д.

Вихідну частоту перетворювача можна плавно регулювати, регулюючи частоту опорної напруги, а величину вихідної напруги можна змінювати, змінюючи амплітуду опорної напруги. При зменшенні опорної напруги зменшується основна гармоніка вихідної напруги та зростають вищі гармоніки.

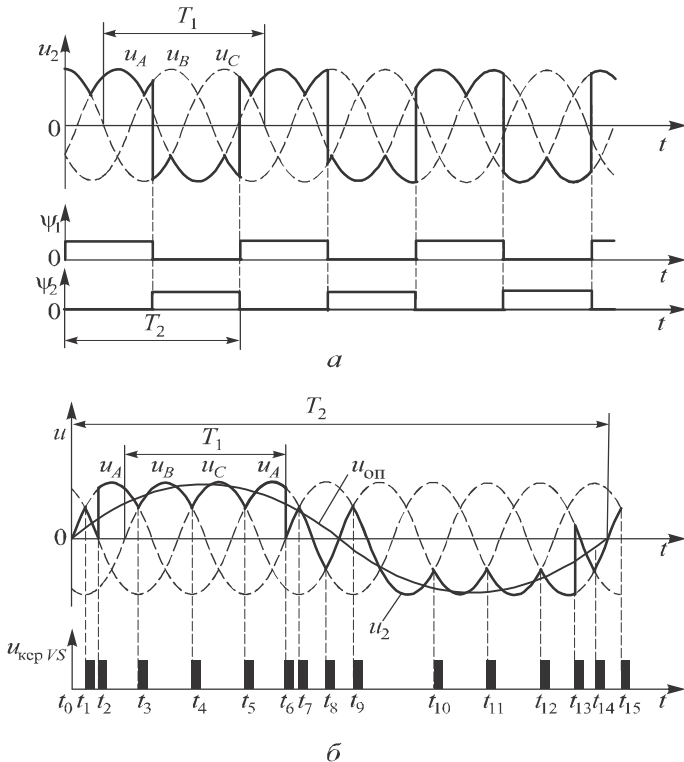


Рис. 3.13  
264



3. *Спосіб відповідності потенціальних зон опорної напруги та напруги вихідних фаз перетворювача.* При цьому весь діапазон зміни вхідної і опорної напруг розбивають на потенціальні зони, число та взаємне розташування яких залежить від вхідної системи напруг, і до навантаження підмикають ту фазу живильної мережі, миттєве значення напруги якої знаходиться в зоні, однаковій з миттєвим значенням опорної напруги. На рис. 3.14,*a* наведений приклад перетворювача частоти при наявності трьох вхідних напруг  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$ , підімкнених до фаз навантаження для одержання вихідної напруги  $u_2$  (для схем 3.3,*д*, рис. 3.4,*a*). Діапазон зміни миттєвих значень ЕРС розбивають на таку кількість потенціальних зон, щоб у будь-який момент часу в зоні було лише одне значення вхідної напруги (у прикладі, що розглядається, три зони I, II, III). Наявність двох або більше вхідних напруг в одній зоні призводить до невизначеності підмикання. Перша потенціальна зона (I) — зона найбільших позитивних напруг — відповідає рівню, більшому половини амплітудного значення вхідних напруг перетворювача. Третя потенціальна зона (III) — зона найбільших негативних напруг — відповідає абсолютному рівню, більшому половини амплітудного значення вхідних напруг перетворювача. Друга потенціальна зона (II) — зона проміжних напруг — знаходиться між зонами I і III. Як видно з рисунку 3.14,*a*, у будь-який момент часу є всі три потенціальні зони. Кожна вхідна фаза навантаження підмикається на визначений час до вхідної фази, потенціальна зона якої однакова з потенціальною зоною опорної напруги. Наприклад, на інтервалі  $t_0 \dots t_1$  до фази навантаження підмикається фаза  $A$ , тому що вона відповідає потенціальним зонам  $I_{u_A}$  і  $I_{u_{оп}}$ . У момент часу  $t_1$  порушується відповідність потенціальних зон: миттєве значення напруги  $u_A$  входить у потенціальну зону II ( $II_{u_A}$ ), а миттєве значення опорної напруги  $u_{оп}$  все ще знаходиться у потенціальній зоні I ( $I_{u_{оп}}$ ), тому відбувається перемикання вхідних фаз з метою відновлення цієї рівноваги, тобто до фази навантаження підмикається фаза  $B$ . У момент часу  $t_2$  підмикається фаза  $C$ , тому що на інтервалі  $t_2 \dots t_3$  у потенціальній зоні II знаходяться напруга  $u_{оп}$  ( $II_{u_{оп}}$ ) і напруга  $u_C$

( $\Pi_{u_C}$ ) і т.д. Таким чином, у перетворювачі перемикання вентилів відбувається при переходах через межі зон напруг як вхідної, так і опорної.

Поліпшити форму кривої вихідної напруги  $u_2$  перетворювача можна за допомогою трифазної мостової схеми (див. рис.3.3,*e*, рис. 3.4,*б*), в якій збільшується кількість напруг, що підмикаються, для створення вихідної напруги ( $u_{AB}, u_{AC}, u_{BC}, u_{BA}, u_{CA}, u_{CB}$ ). Тут можна одержати шість потенціальних зон.

Як видно з рис. 3.14,*a* при даному способі перетворення частоти не обов'язково застосування спеціального задавального генератора вихідної напруги, тому що тут достатньо мати дискретні сигнали  $I_{u_{оп}}$ ,  $\Pi_{u_{оп}}$ ,  $\text{Ш}_{u_{оп}}$ . Плавне регулювання вихідної частоти здійснюють зміною частоти задавальних дискретних сигналів, а регулювання вихідної напруги — зміною співвідношень тривалості потенціальних зон опорної напруги (звичайно збільшують або зменшують тривалість проміжної потенціальної зони по відношенню до найбільш позитивним або негативним потенціальним зонам). При регулюванні вихідної напруги збільшується склад вищих гармонік.

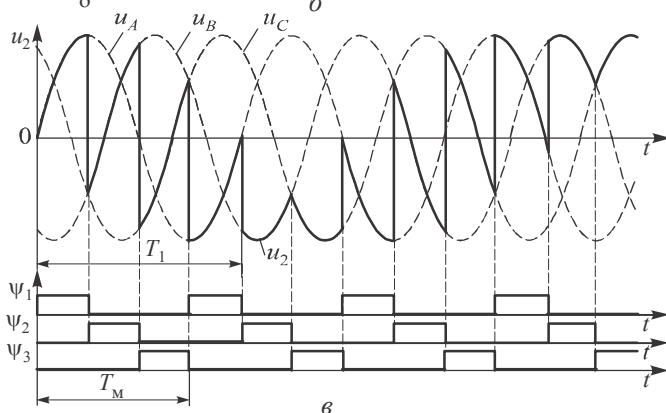
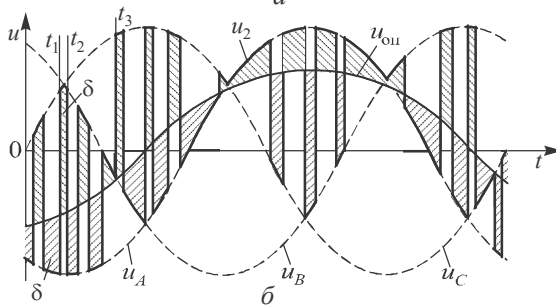
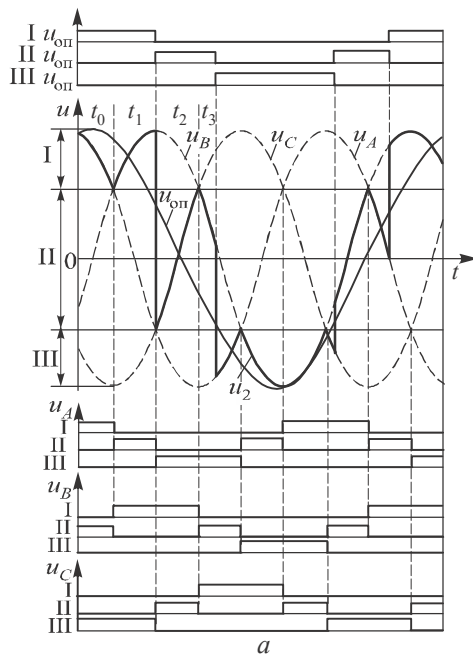
4. *Спосіб регулювання інтегрального відхилення вихідної напруги перетворювача від опорної.* При цьому вихідну фазу почергово підмикають до двох вхідних фаз, миттєві значення напруги яких найбільш близькі до миттєвого значення опорної напруги та напруга однієї з яких більша, а іншої — менша за опорну напругу (рис. 3.14,*б*). Час підмикання кожної з двох вхідних фаз визначається інтегральним відхиленням вихідної напруги від опорної

$$\delta = \int_{t_1}^{t_2} [u_2(t) - u_{оп}(t)] dt .$$

При такому перетворенні кожне відхилення інтеграла, більше або менше опорного, обмежується заданим допустимим значенням

$$|\delta| \leq \delta_{доп} .$$

Інтегральні відхилення заданої величини  $\delta_{доп}$  на рис. 3.14,*б* зображені заштрихованими площами між кривими  $u_{оп}$  і  $u_2$ . Крива вихідної



с

Рис. 3.14  
267

напруги  $u_2$  при даному способі формування забезпечує середнє наближення вихідної напруги до опорної в більшому степені, ніж при способі безпосереднього наближення миттєвих значень вихідної напруги до миттєвих значень опорної напруги. Перемикання ключів, тобто перемикання вихідної фази навантаження, наприклад, від вхідної фази  $A$  до вхідної фази  $C$ , відбувається в момент часу  $t_1$ , коли інтеграл різниці  $\delta$  знову досягає значення  $\delta_{\text{доп}}$  і відбувається зворотнє перемикання — до вхідної фази  $A$  і т.д. При вказаному способі формування необхідна додаткова (друга) комутація, коли знак різниці підімкненої вхідної напруги, найбільш близької до опорної, змінюється раніше завершення  $\delta_{\text{доп}}$  (момент часу  $t_3$  на рис. 3.14,б).

При другому, третьому та четвертому способах формування вихідної частоти прагнення збільшити вміст основної гармоніки у кривій вихідної напруги викликає зміщення спектра частот неосновних гармонік до частоти основної гармоніки, а також появу субгармонік і постійної складової, а прагнення відсунути спектр вищих гармонік в область високих частот при інших рівних умовах — зменшення вмісту основної гармоніки.

*5.Спосіб формування вихідної напруги за допомогою циклічного керування вентилями перетворювача.* Алгоритм керування силовими вентилями (в найпростішому випадку) забезпечує циклічне підмикання через рівні інтервали часу  $T_M = 1/(f_M m_1) = 1/[(f_1 \pm f_2) m_1]$ , де  $f_M$  — частота перемикання ключів (частота модуляції), фаз живильної мережі до фаз навантаження (рис. 3.14,в). При цьому в кривій вихідної напруги відсутні субгармоніки у широкому діапазоні зміни співвідношення  $f_1/f_2$ ; легко реалізується система керування; регулювання вихідної напруги здійснюється за рахунок введення регульованої паузи між двома послідовними перемиканнями ключів або підмикання на інтервалі регулювання (замість паузи) іншої фази. Даний спосіб знаходить широке застосування, тому в подальшому будемо розглядати тільки його. У технічній літературі для безпосередніх перетворювачів частоти (циклоконверторів) на повністю керованих вентилях (БПЧ на ПКВ) використовують ще такі назви: перетворювач частоти з однократною модуляцією, перетворювач частоти з квазіодносмуговою модуляцією, перетво-

рювач частоти фазорізницевого типу, фазовий демодулятор, матричний перетворювач, інвертор напруги з безпосереднім зв'язком та інші залежно від того, яку з особливостей такого циклоконвертора прийняти за домінуючу. Уявляється більш зручним у назві перетворювача не використовувати будь-яку особливість його керування, як це робиться зараз, а зберегти його специфіку — безпосередній зв'язок (через вентиля) входу та виходу, а особливість керування відмічати додаванням способу формування кривої вихідної напруги. З урахуванням цього до циклічного керування віднесемо алгоритми керування, коли комутації вентилів у вихідних фазах перетворювача здійснюється одночасно, що забезпечує простоту керування та аналізу електромагнітних процесів у перетворювачі. Принципові схеми безпосередніх перетворювачів залишаються незмінними при різних алгоритмах формування їх кривих вихідних напруг.

Вихідна напруга потрібної частоти БПЧ на ПКВ отримується шляхом підсумовування декількох модульованих з відповідним фазовим зсувом напруг у спільному вузлі, коли струм навантаження дорівнює сумі струмів на виході кожного ступеня (див. рис. 3.3,*a*, ... *ж*, 3.4); у спільному контурі, коли струм навантаження дорівнює вихідному струму кожного ступеня (див. рис. 3.20), або комбінованим способом.

Аналіз вихідних напруг і струмів, коефіцієнта гармонік і т.д. зручно проводити, використовуючи комутаційні (перемикальні, комутуючої) функції, які характеризують закони перемикання ключів БПЧ на ПКВ.

Якщо порядки чергування фаз живильної мережі та перемикання ключів співпадають (прямий порядок чергування фаз), тобто фаза *A* підмикається до навантаження за законом  $\psi_1$  (комутаційна функція), фаза *B* — за законом  $\psi_2$ , фаза *C* — за законом  $\psi_3$ , то миттєве значення напруги на навантаженні для фази *A* (див. рис. 3.4,*a*) може бути записано у вигляді

$$u_{2A}(t) = u_A(t)\psi_1 + u_B(t)\psi_2 + u_C(t)\psi_3.$$

Для будь-якого числа  $m_1$  вхідних фаз миттєве значення вихідної напруги

$$u_{2A}(t) = \sum_{i=1}^{m_1} u_i(t) \psi_i. \quad (3.46)$$

Щоб одержати миттєве значення вихідної напруги для наступних фаз, необхідно підсумувати добутки кожної з первинних напруг на ту комутаційну функцію, різниця у фазовому куті з якою відносно початку координат складає  $(i-1)2\pi/m_2$

$$u_{2B}(t) = u_A(t) \psi'_1 + u_B(t) \psi'_2 + \dots + u_i(t) \psi'_i, \quad (3.47)$$

де  $u_i(t) = U_{1\phi m} \cos[\omega_1 t + (i-1)(2\pi/m_1)]$  — миттєве значення напруги живлення  $i$ -ї фази;  $U_{1\phi m}$  — амплітудне значення фазної напруги на вторинній стороні живильного трансформатора;  $\psi'_1 \dots \psi'_i$  — комутаційні функції другої фази, що відрізняються від комутаційних функцій  $\psi_1 \dots \psi_i$  фазовим кутом  $2\pi/m_1$ .

При  $m_1/m_2$ , що дорівнює цілому числу, напругу всіх фаз навантаження записують з використанням комутаційних функцій тільки першої фази. При  $m_1/m_2 = 1$  маємо

$$u_{2B}(t) = u_B(t) \psi_1 + u_C(t) \psi_2 + \dots + u_i(t) \psi_{i-1} + \dots + u_A(t) \psi_{m_1}. \quad (3.48)$$

При зворотному чергуванні фаз, порядки чергування живильної мережі та перемикання ключів не співпадають, і миттєве значення вихідної напруги

$$u_{2A}(t) = u_A(t) \psi_1 + u_C(t) \psi_2 + u_B(t) \psi_3. \quad (3.49)$$

На рис. 3.15 наведені комутаційні функції, що застосовуються при формуванні вихідних напруг перетворювача частоти. Наведені комутаційні функції можна зобразити у вигляді гармонічного ряду:

для рис. 3.15,а

$$\psi(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\omega_M t, \quad (3.50)$$

для рис. 3.15,б

$$\psi(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\omega_M t, \quad (3.51)$$

для рис. 3.15,в

$$\psi(t) = \frac{\alpha}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\alpha \cos k\omega_M t, \quad (3.52)$$

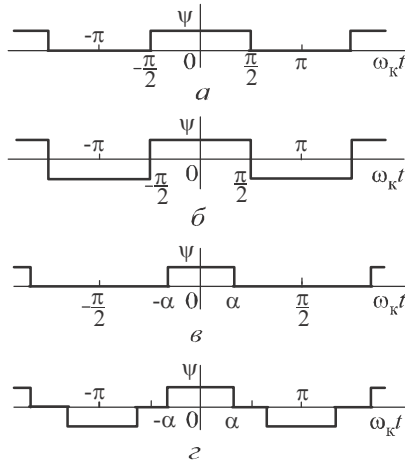


Рис. 3.15

для рис. 3.15,г

$$\psi(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\alpha \cos k\omega_M t. \quad (3.53)$$

У трифазному БПЧ на ПКВ, побудованому за схемами рис. 3.3,д, 3.4,а, комутаційну функцію (див. рис.3.14,в) можна визначити з виразу (3.52) при  $\alpha = \pi/3$ . Для довільного початку відліку комутаційної функції і будь-якого числа вхідних фаз

$$\psi_{m1}(t) = \frac{1}{m_1} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{m_1} \cos k \left[ \omega_M t + \theta_M - (i-1) \frac{2\pi}{m_1} \right], \quad (3.54)$$

де  $\theta$  — кут, який характеризує початок відліку функції  $\psi_1$ .

Для схем рис. 3.3,е і рис. 3.4,б комутаційну функцію (див. рис. 3.15,б) можна визначити з виразу (3.54) при  $\alpha = \pi/6$

$$\psi_{m1}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi}{6} \cos k \left[ (\omega_M t + \theta_M - (i-1) \frac{2\pi}{3}) \right]. \quad (3.55)$$

Вихідну напругу (див. рис. 3.14,в) перетворювача з середньою точкою (див. рис. 3.3,д, 3.4,а) можна знайти з виразів (3.46) і (3.55) при  $\theta_M = 0$

$$u_2(t) = \frac{3U_{1m}}{2\pi} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{3s+1} \cos \left\{ [(3s+1)\omega_M \mp \omega_1]t - (m_2 - 1)\frac{2\pi}{3} \right\}, \quad (3.56)$$

де  $U_{1m}$  — амплітуда лінійної напруги;  $s = \dots - 2, -1, 0, +1, +2, \dots$ , верхній знак відповідає прямому порядку чергування фаз, нижній — зворотному.

Вихідну напругу (рис. 3.16,в) перетворювача, побудованого за мостовою схемою (див. рис. 3.3,е, 3.4,б), визначають з виразів (3.46) і (3.55) при  $\theta_M = 0$

$$u_2(t) = \frac{3U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{6s+1} \cos \left\{ [(6s+1)\omega_M \mp \omega_1]t - (m_2 - 1)\frac{2\pi}{3} \right\}. \quad (3.57)$$

Формули (3.56) і (3.57) дозволяють записати загальний вираз для вихідної напруги трифазних перетворювачів — мостового та з середньою точкою

$$u_2(t) = \frac{3(4-l)}{2\pi(5-2l)} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{3ls+1} \cos \left\{ [(3ls+1)\omega_M \mp \omega_1]t - (m_2 - 1)\frac{2\pi}{3} \right\}, \quad (3.58)$$

де  $l = 1$  — для перетворювача з середньою точкою;  $l = 2$  — для мостового перетворювача.

Як видно з виразу (3.58), при прямому порядку чергування фаз перетворювач працює в режимі віднімання частот, а при зворотному — у режимі підсумовування частот. При цьому в першому режимі основна гармоніка вихідної напруги  $\omega_{2(1)} = \omega_M - \omega_1$ , а у другому —  $\omega_{2(1)} = \omega_M + \omega_1$ . У вихідній напрузі окрім основної гармоніки з частотою  $\omega_{2(1)}$  вміщується ряд комбінаційних частот  $(3ls+1)\omega_M \mp \omega_1$ , які можуть бути як кратними, так і не кратними по відношенню до основної частоти і складають симетричні трифазні системи прямої або зворотної послідовності (при трифазному виході).



При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_M > \omega_1$  порядок вищих гармонік визначають з виразу (3.58)

$$k = \left| \frac{(3ls + 1)\chi + 3ls}{\chi} \right|, \quad (3.59)$$

де  $\chi = \omega_{2(1)}/\omega_M$  — відносне значення вихідних частот;  $s = \dots - 2, -1, +1, +2, \dots$ .

У випадку, що розглядається, у вихідній напрузі відсутні постійні складові та субгармоніки в усьому діапазоні вихідних частот; при зниженні вихідної частоти збільшується порядок гармонічних складових, що дозволяє при активно-індуктивному навантаженні одержувати струм, близький до синусоїдального.

При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_M < \omega_1$  відбувається зміна знака частоти вихідної напруги перетворювача. При трифазному виході перетворювача це призводить до зміни порядку чергування фаз вихідної напруги, що при живленні асинхронного двигуна дозволяє здійснити динамічне гальмування за рахунок зміни відношення частот  $\omega_1/\omega_M$ . При  $\omega_M < \omega_1$  і визначених значеннях  $\chi$  у вихідній напрузі з'являються постійні складові та субгармоніки. Постійні складові у вихідній напрузі з'являються, якщо  $(3ls + 1)\omega_M - \omega_1 = 0$ , що відповідає  $\chi = 3ls/(3ls + 1)$ . Для перетворювача з середньою точкою постійні складові у вихідній напрузі з'являються при відносному значенні вихідних частот  $0,75 \leq \chi \leq 1$ , для мостового перетворювача  $0,875 \leq \chi \leq 1$ .

Субгармоніки у вихідній напрузі з'являються, якщо  $(3ls + 1)\omega_M - \omega_1 < \omega_{2(1)}$ . При цьому відносне значення вихідних частот з урахуванням того, що в даному режимі  $\omega_M = \omega_1 - \omega_{2(1)}$ , визначається співвідношенням  $\chi > 3ls/(2 + 3ls)$  (для перетворювача з середньою точкою  $0,6 < \chi < 1$ , для мостового перетворювача  $0,75 < \chi < 1$ ).

Небажаний постійних складових і субгармонік у вихідній напрузі є небажаним, тому при  $\omega_M < \omega_1$  і прямому порядку чергування фаз вихідні частоти для перетворювача з середньою точкою не повинні перевищувати  $0,6\omega_{2(1)}$ , а для мостового перетворювача —  $0,75\omega_{2(1)}$ . Порядок

вищих гармонік у даному випадку з урахуванням того, що  $\omega_M = \omega_1 - \omega_{2(1)}$ , визначають з виразу (3.59)

$$k = \left| \frac{3ls - (3ls + 1)\chi}{\chi} \right|.$$

При зворотному чергуванні фаз, частота основної гармоніки  $\omega_{2(1)} = \omega_M + \omega_1$ , тому завжди  $\omega_{2(1)} > \omega_1$ . Порядок вищих гармонік при цьому визначають з виразу (3.59)

$$k = \left| \frac{(3ls + 1)\chi - 3ls}{\chi} \right|.$$

У кривій вихідної напруги перетворювача при зворотному чергуванні фаз з'являються постійні складові та субгармоніки, діапазон яких визначають так, як і в попередньому випадку. Для перетворювача з середньою точкою вони знаходяться відповідно в діапазоні відносних значень вихідних частот  $1 < \chi < 1,5$  і  $1 < \chi < 3$ , а для мостового перетворювача —  $1 < \chi < 1,2$  і  $1 < \chi < 1,5$ .

Таким чином, аби виключити появу постійних складових і субгармонік, доцільно приймати  $\omega_M > \omega_1$ .

Період повторюваності кривої вихідної напруги БПЧ на ПКВ, так як і в БПЧ з ПК, у загальному випадку не дорівнює півперіоду вихідної частоти. У періоді повторюваності вихідної напруги уміщується ціле число періодів вихідної частоти ( $T_n = nT_{2(1)}$ , де  $n = 1, 2, 3, \dots$ ), і ціле число відрізків синусоїд напруги живлення ( $T_n = kT/(lm_1)$ , де  $k = 1, 2, 3, \dots$ )

$$T_n = nT_{2(1)} = kT/(lm_1).$$

При активно-індуктивному навантаженні вихідний струм БПЧ на ПКВ визначається виразом

$$i_2(t) = \frac{3(4-l)U_{1m}}{2\pi(5-2l)} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \frac{(-1)^s}{(3ls+1)z_s} \cos\{[(3ls+1)\omega_M \mp \omega_1]t - \varphi_s\}, \quad (3.60)$$

де  $r_n$ ,  $L_n = r_n \operatorname{tg} \varphi_n / \omega_{2(1)}$  — параметри навантаження для основної гармоніки струму;

$$\varphi_s = \arctg \frac{[(3ls + 1)\omega_m \mp \omega_1] L_H}{r_H} = \arctg \frac{[(3ls + 1)\chi \pm 3ls] \operatorname{tg} \varphi_H}{\chi} \quad \text{фазовий}$$

кут для кожної гармоніки струму навантаження;

$$z_s = \sqrt{r_H^2 + [(3ls + 1)\omega_m \mp \omega_1]^2 L_H^2} = r_H \sqrt{1 + [(3ls + 1)\chi \pm 3ls]^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_H / \chi^2} \quad \text{— опір навантаження для основної та вищих гармонік.}$$

Аналогічно БПЧ з ПК первинний струм кожної фази БПЧ на ПКВ дорівнює сумі струмів у всіх фазах навантаження

$$i_{1A} = \sum_{m_2=1}^{\infty} i_{2m_2} \Psi_{m_2}, \quad (3.61)$$

де  $m_2$  — число фаз навантаження;  $i_{2m_2}$  — миттєве значення вторинного струму у фазі;  $\Psi_{m_2}$  — комутаційна функція, вигляд якої визначається типом силової частини перетворювача.

У зв'язку з тим, що в мостовому перетворювачі при підмиканні по чергово до лінійних напруг (наприклад, для фази  $A$  — до  $u_{AB}$  і  $u_{CA}$ ) струм у фазі живильної мережі дорівнює різниці двох струмів, систему комутаційних функцій для всіх трьох фаз можна зобразити у вигляді (рис. 3.16,  $a, b, c$ )

$$\left. \begin{aligned} \psi'_1(t) &= \psi_1(t) - \psi_3(t) = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^q}{(6q+1)} \sin \left[ (6q+1)(\omega_m t - 120^\circ) \right], \\ \psi'_2(t) &= \psi_2(t) - \psi_1(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^q}{(6q+1)} \sin \left[ (6q+1)(\omega_m t - 60^\circ) \right], \\ \psi'_3(t) &= \psi_3(t) - \psi_2(t) = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^q}{(6q+1)} \sin \left[ (6q+1)\omega_m t \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3.62)$$

Таким чином, для трифазно-трифазного та трифазно-однофазного мостових перетворювачів струм у фазі живильної мережі знаходять відповідно з виразів

$$i_{1A}(t) = i_{2A}(t)\psi'_1(t) + i_{2B}(t)\psi'_2(t) + i_{2C}(t)\psi'_3(t), \quad (3.63)$$

$$i_{1A} = i_2(t)\psi'_1(t) \quad (3.64)$$

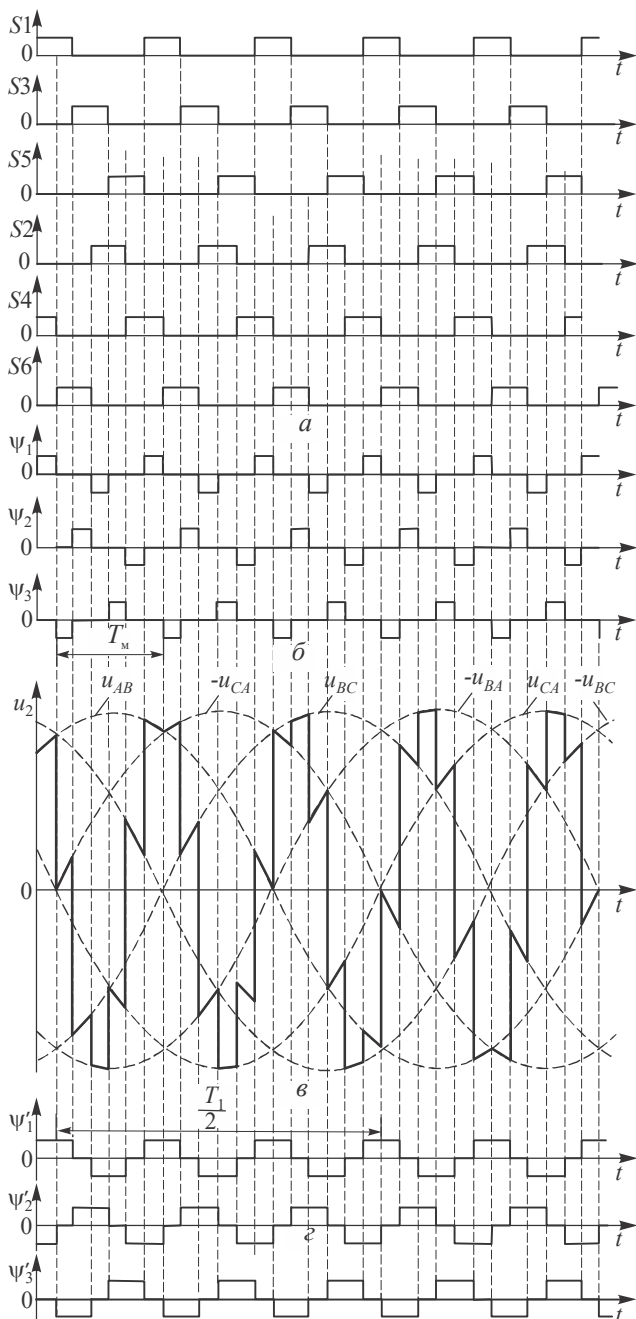


Рис. 3.16  
276

За допомогою виразів (3.60), (3.62) і (3.63) можна визначити первинний струм фази  $A$  трифазно-трифазного мостового перетворювача

$$i_{1A}(t) = -\frac{9\sqrt{3}}{\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(6s+1)(6q+1)z_s} \times \sin \left[ (6q-6s)\omega_M t \mp \omega_1 t + \varphi_s - 120^\circ \right]. \quad (3.65)$$

Для трифазно-трифазного перетворювача з середньою точкою первинний струм фази  $A$  знаходять за виразами (3.54), (3.60) і (3.63)

$$i_{1A}(t) = \frac{9\sqrt{3}}{4\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{s=\infty} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(3s+1)(3q+1)z_s} \times \cos \left[ (3q-3s)\omega_M t \mp \omega_1 t + \varphi_s \right]. \quad (3.66)$$

Формули (3.65) і (3.66) дозволяють визначити загальний вираз для первинного струму фази  $A$  трифазно-трифазного перетворювача (мостового та з середньою точкою)

$$i_{1A}(t) = \left( \frac{3l}{2\pi} \right)^2 \sqrt{3} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(3ls+1)(3lq+1)z_s} \times \cos \left[ (3lq-3ls)\omega_M t \mp \omega_1 t + \varphi_s \right]. \quad (3.67)$$

Аналогічно знаходять первинні струми фаз  $B$  і  $C$ .

З виразів (3.60), (3.62) і (3.64) одержуємо первинний струм фази  $A$  трифазно-однофазного перетворювача, побудованого за мостовою схемою (див. рис. 3.3,е),

$$i_{1A}(t) = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s (-1)^q}{(6q+1)(6s+1)z_s} \left\{ \sin \left[ (6q+6s+2)\omega_M t - \omega_1 t - 120^\circ + \varphi_s \right] + \sin \left[ (6q-6s)\omega_M t + \omega_1 t - 120^\circ - \varphi_s \right] \right\}. \quad (3.68)$$

Основну гармоніку первинного струму фази  $A$  з частотою  $\omega_1$  для трифазно-трифазного та трифазно-однофазного перетворювачів можна визначити відповідно з виразів (3.67) і (3.68) при  $s = q$

$$i_{1(1)A}(t) = \left( \frac{3l}{2\pi} \right)^2 \sqrt{3} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(3ls+1)^2 z_s} \cos(\omega_1 t + \varphi_s), \quad (3.69)$$

$$i_{1(1)A}(t) = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi^2} U_{1m} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(6s+1)^2 z_s} \sin(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_s). \quad (3.70)$$

При  $s = q = 0$  одержуємо найбільшу складову основної гармоніки первинного струму, яку визначають з виразів (3.69) і (3.70) відповідно для трифазно-трифазного та трифазно-однофазного перетворювачів,

$$i_{1(1)A\max}(t) = \left(\frac{3l}{2\pi}\right)^2 \frac{\sqrt{3}U_{1m}}{z_H} \cos(\omega_1 t + \varphi_H), \quad (3.71)$$

$$i_{1(1)A\max}(t) = -\frac{3\sqrt{3}U_{1m}}{\pi^2 z_H} \sin(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi_H). \quad (3.72)$$

Як видно з виразу (3.71), у трифазно-трифазному БПЧ з ПКВ при прямому чергуванні фаз і  $\omega_M > \omega_1$  найбільша складова основної гармоніки первинного струму випереджує фазну напругу на кут  $\varphi_H$ , тобто перетворювач генерує в мережу реактивну потужність. При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_M < \omega_1$ , а також при зворотному порядку чергування фаз знак фазового кута  $\varphi_H$  зміниться на протилежний, тобто перетворювач буде споживати з мережі реактивну потужність.

При прямому ( $\omega_M > \omega_1$  і  $\omega_M < \omega_1$ ), а також при зворотному порядку чергування фаз порядок вищих гармонічних складових у первинному струмі трифазно-трифазного перетворювача визначається з виразу (3.66)

$$k = |(3lq - 3ls)(1 - \chi) + 1| \quad (\omega_M > \omega_1), \quad (3.73)$$

$$k = |(3lq - 3ls)(\chi - 1) + 1| \quad (\omega_M < \omega_1), \quad (3.74)$$

$$k = |(3lq - 3ls)(\chi - 1) - 1|. \quad (3.75)$$

Як видно зі співвідношень (3.73) і (3.75), порядок гармонічних складових у первинному струмі зменшується, а у вихідній напрузі (див. вираз (3.59)) — збільшується зі зменшенням вихідної частоти. При прямому порядку чергування фаз і  $\omega_M < \omega_1$  зі зменшенням вихідної частоти порядок вищих гармонічних складових у первинному струмі збільшується.

У трифазно-трифазному перетворювачі при прямому порядку чергування фаз і  $\omega_M > \omega_1$  у кривій первинного струму відсутні постійні складові та субгармоніки.

Постійні складові та субгармоніки у первинному струмі при прямому порядку чергування фаз і  $\omega_M < \omega_1$  з'являються відповідно, якщо  $(3lq - 3ls)\omega_M - \omega_1 = 0$  і  $(3lq - 3ls)\omega_M - \omega_1 < \omega_1$ . При цьому постійні складові з'являються при відносному значенні вихідних частот  $\chi = (3lq - 3ls - 1)/(3lq - 3ls)$  (для перетворювача з середньою точкою  $0,666 < \chi < 1$ , для мостового перетворювача  $0,833 < \chi < 1$ ), а субгармоніки — при  $\chi < 1$ , тобто у всьому діапазоні вихідних частот.

При зворотному порядку чергування фаз постійні складові та субгармоніки у первинному струмі з'являються, якщо  $(3lq - 3ls)\omega_M + \omega_1 = 0$  і  $(3lq - 3ls)\omega_M + \omega_1 < \omega_1$ , що відповідає для перетворювача з середньою точкою діапазону відносних значень вихідних частот  $1 < \chi < 1,33$  і  $1 < \chi < 1,66$ , а для мостового перетворювача —  $1 < \chi < 1,66$  і  $1 < \chi < 1,33$ . Таким чином, зони постійних складових і субгармонік у первинному струмі охоплюють більшу область вихідних частот, чим у вихідній напрузі.

З виразу (3.68) можна визначити діапазон відносних значень вихідних частот для трифазно-однофазного мостового перетворювача, при якому у первинному струмі з'являються постійні складові ( $0,5 < \chi < 1,25$ ) і субгармоніки ( $0 < \chi < 1,5$ ). Таким чином, і в трифазно-однофазному перетворювачі діапазони постійних складових і субгармоніки у первинному струмі охоплюють більшу область вихідних частот, ніж у вихідній напрузі. Крива первинного струму в трифазно-однофазному перетворювачі має значно гірший гармонічний склад у порівнянні з трифазно-трифазним перетворювачами.

Регулювання (стабілізацію) вихідної напруги БПЧ на ПКВ можна забезпечити широтно-імпульсним способом за рахунок зміни, наприклад, у схемі 3.3,е або 3.4,б часу підмикання вхідної лінійної напруги до навантаження. При цьому так само, як і в інверторах напруги, повинен бути створений шлях для протікання струму навантаження (навантаження активно-індуктивне), тобто навантаження повинно бути закорочено двома ключами, підімкненими до даної фази. На рис. 3.17 наведе-

ний алгоритм підмикання ключів у трифазно-однофазному перетворювачі (див. рис. 3.3,*e*) і крива вихідної напруги при широтно-імпульсному регулюванні.

Комутаційна функція для фази *A* та вихідна напруга перетворювача оцінюються виразами

$$\psi_1(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2} \right) \cos k \left[ \omega_M t - \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2} \right) \right],$$

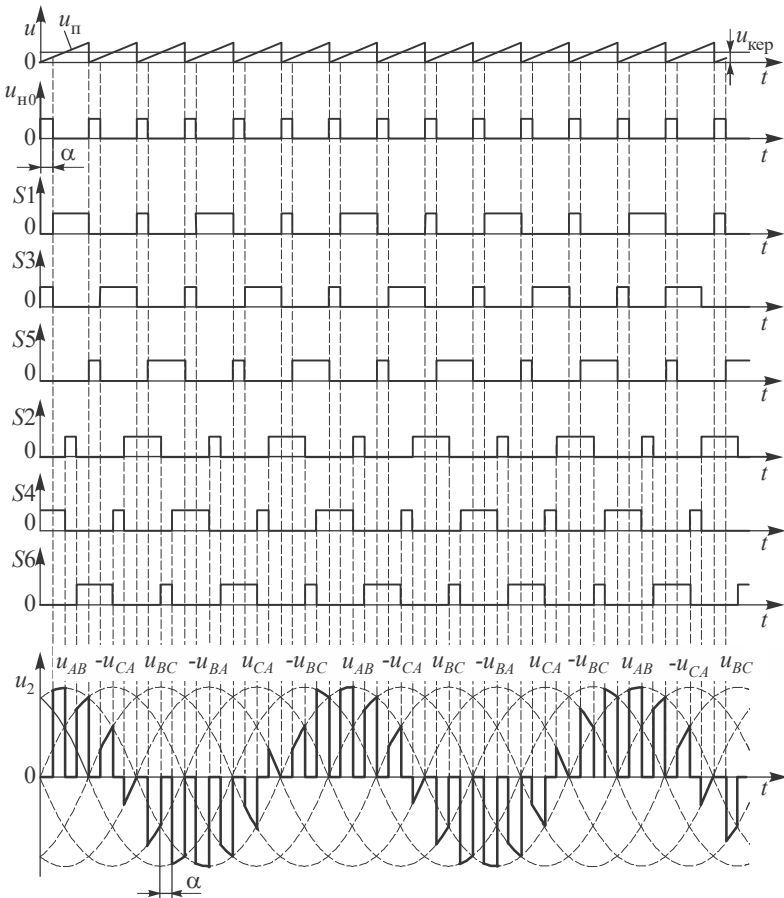


Рис. 3.17  
280



$$u_2(t) = \frac{6U_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(6s+1)\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right)}{6s+1} \times \sin\left\{[(6s+1)\omega_M - \omega_1]t - (6s+1)\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right)\right\}.$$

Як видно з рис. 3.17 у кривій вихідної напруги є нульові паузи (однополярна модуляція), що викликає також появу нульових пауз у кривій вхідного струму. Ця обставина потребує ввімкнення на вході перетворювача або  $LC$ -фільтра, що забезпечує можливість стрибків вхідного струму, аналогічного вхідному фільтру імпульсного перетворювача постійної напруги, або пристрою скиду енергії з індуктивностей живильної мережі  $L_M$  при обриванні струму в них для виключення перенапруг. Пристрій скиду енергії складається з трифазного мостового випрямляча, накопичувального (буферного) конденсатора  $C_6$ , чарунки поглинання енергії (ЧПЕ) (рис. 3.18).

Чарунка поглинання енергії у найпростішому випадку (при малопотужному перетворювачі) являє собою активний опір, а у випадку потужного перетворювача — залежний інвертор, підімкнений до тієї ж живильної мережі та повертаючий енергію скиду з конденсатора  $C_6$  знову в мережу. Тому що залежний інвертор у ЧПЕ буде працювати з кутом регулювання  $\beta_{\min}$ , потрібна наявність підвищуючого трансформатора на виході цього інвертора для узгодження рівня напруги на конденсаторі  $C_6$  з напругою живильної мережі (див. вхідну характеристику залежного інвертора рис. 1.2,з). Потужність цього трансформатора у відсотках від вихідної потужності перетворювача частоти визначається напругою короткого замикання (у відсотках) живильної мережі.

На рис. 3.19 наведений алгоритм перемикавання фаз живильної мережі в

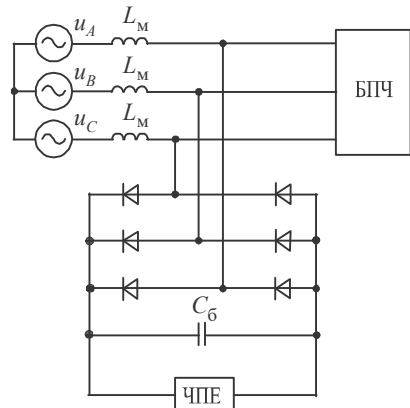


Рис. 3.18

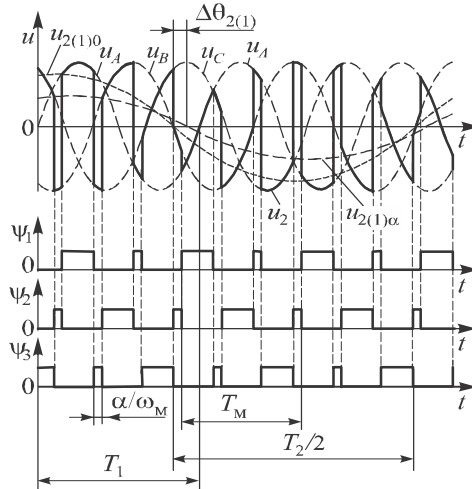


Рис. 3.19

схемі рис. 3.3,д, який забезпечує регулювання вихідної напруги за рахунок підмикання на інтервалі регулювання (замість паузи) іншої фази (двополярна модуляція). Алгоритм  $i$ -го ключа перетворювача або  $i$ -а комутаційна функція при цьому записується у вигляді

$$\psi_i(t) = \frac{1}{3} + \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cos k \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} \right) \sin k \left( -\frac{\pi}{3} \right) \cos k (\omega_M t + \theta_M).$$

Вихідна напруга при симетричному керуванні (з двобічним розсуванням фронтів імпульсів)

$$u_2(t) = \frac{6U_{1m}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cos k \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} \right) \sin k \left( -\frac{\pi}{3} \right) \times \\ \times \sin \left\{ \left[ \omega_1 + (-1)^l k \omega_M \right] + \theta_1 + k(-1)^l \theta_M \right\},$$

де  $\theta_1$  — кут, що характеризує початок відліку напруги  $u_A$ ;  $l$  — порядковий номер членів ряду ( $l = 1, 2, 3, \dots$ ).

Регулювання вихідної напруги при такому способі можливо і при несиметричному керуванні (з однобічним розсуванням фронтів імпульсів). При даному способі регулювання відбувається зсув основної гар-

моніки напруги  $[\Delta\theta_{2(1)}]$  (рис. 3.19). Аналогічно можна регулювати вихідну напругу і у трифазно-трифазному перетворювачі.

При такому способі регулювання вхідний струм перетворювача частоти є безперервним і слабшає потреба введення вхідного фільтра або пристрою скиду енергії з індуктивностей мережі. Якість вихідної напруги перетворювача гірша, ніж при однополярній модуляції.

На рис.3.20 наведена схема трифазно-однофазного перетворювача з підсумовуванням у спільному контурі. Схема вміщує три ідентичних інвертора на ключах з двосторонньою провідністю ( $S1...S4$ ), що навантажені на силові трансформатори  $TV1...TV3$ , вторинні обмотки яких з'єднані послідовно і утворюють спільний вихід. Для одержання трифазної вихідної напруги треба мати три ідентичних комплекти. Як і в перетворювачах з підсумовуванням у спільному вузлі, так і у перетворювачах з підсумовуванням у спільному контурі доцільно ви-

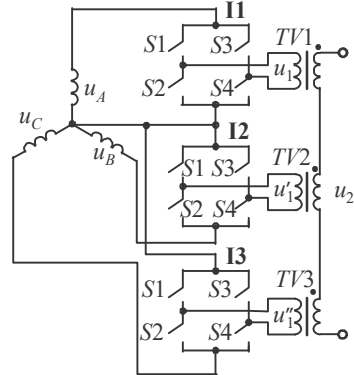


Рис. 3.20

користовувати режим роботи, коли частота основної гармоніки вихідної напруги  $\omega_{2(1)}$  дорівнює різниці частоти модуляції (керування)  $\omega_m$  і частоти живильної мережі  $\omega_1$ . На керуючі входи ключів інверторів  $I1...I3$  надходить відповідно керуюча напруга  $\psi_1... \psi_3$  (рис. 3.21), що зображає собою комутаційну функцію, яка визначається виразом (3.51). Вихідна напруга перетворювача визначається виразами (3.46) і (3.51)

$$u_2(t) = \frac{6U_{1\phi m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^s}{(6s+1)} \sin[(6s+1)\omega_m - \omega_1]t,$$

де  $U_{1\phi m}$  — амплітудне значення фазної напруги живильної мережі.

Незважаючи на подвійну кількість ключів, перетворювачі з підсумовуванням у спільному контурі мають перевагу перед перетворювачами з підсумовуванням у спільному вузлі за рахунок спрощення системи керування, особливо при регулюванні вихідної напруги широтно-імпульсним способом.

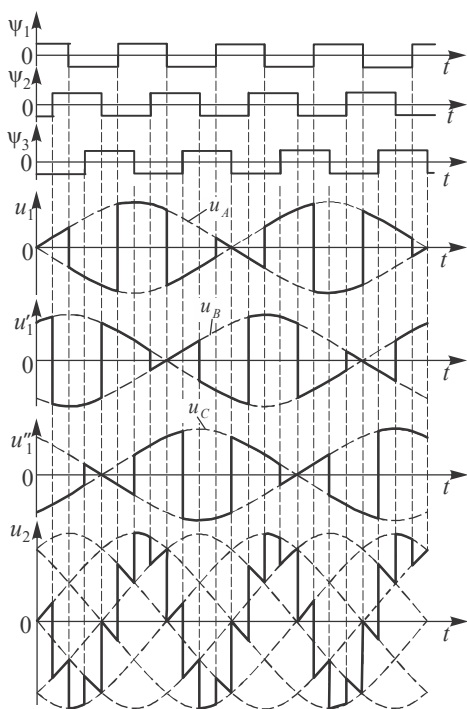


Рис. 3.21

одночасно відсутня можливість протікання струму короткого замикання через вхідні фази. Проте вхідне джерело, що підмикається до перетворювача, має індуктивний опір, значення якого обумовлено різними факторами. Тому «жорстка» комутація силових ключів перетворювача

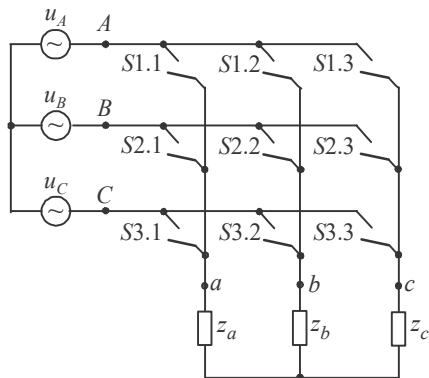


Рис. 3.22

Як було вказано вище БПЧ на ПКВ у зарубіжній літературі називають *матричними перетворювачами*. Наприклад, схему трифазно-трифазного перетворювача рис. 3.4,а можна зобразити у вигляді схеми рис. 3.22, яка нагадує матрицю. Ключі S1.1...S3.3 з двосторонньою провідністю). Схема рис. 3.22 вміщує дев'ять ключів і в ній існує  $3^3=27$  можливих коректних варіантів під'єднання фаз живлення до фаз навантаження (у порівнянні з 8 АІН). При цьому кожного моменту часу ввімкнено три ключі — по одному на вихідну фазу навантаження, що забезпечує шлях для протікання безперервного струму кожної вихідної фази і

одночасно відсутня можливість протікання струму короткого замикання через вхідні фази. Проте вхідне джерело, що підмикається до перетворювача, має індуктивний опір, значення якого обумовлено різними факторами. Тому «жорстка» комутація силових ключів перетворювача може створювати імпульсні перенапруги.

Для їх заглушення, а також згладжування пульсацій вхідних струмів звичайно використовують вхідні LC-фільтри, конденсатори яких заглушують перенапруги. При необхідності для заглушення перенапруг можуть бути використані спеціальні діодно-конденсаторні накопичувачі, твер-

дотілі обмежувачі перенапруг (варистори) та ін.

З табл. 3.1 видно, що шість комбінацій (22...27) забезпечують циклічне підмикання до навантаження трьох прямих і трьох зворотних послідовностей напруг мережі живлення, при цьому спектр вихідної напруги містить складові з комбінаційними частотами, у тому числі частота основної гармоніки дорівнює сумі або різниці частот модуляції і мережі живлення.

Таблиця 3.1

**Стационарні стани ключів перетворювача**

№ п/п	Ввімкнені ключі			Вихідна лінійна напруга			Стационарні стани ключів
				$u_{ab}$	$u_{bc}$	$u_{ca}$	
1	S1.1	S2.2	S2.3	$u_{AB}$	0	$-u_{AB}$	$+1(S_{1U})$
2	S2.1	S1.2	S1.3	$-u_{AB}$	0	$u_{AB}$	$-1(S_{4U})$
3	S2.1	S3.2	S3.3	$u_{BC}$	0	$-u_{BC}$	$+2(S_{1U})$
4	S3.1	S2.2	S2.3	$-u_{BC}$	0	$u_{BC}$	$-2(S_{4U})$
5	S3.1	S1.2	S1.3	$u_{CA}$	0	$-u_{CA}$	$+3(S_{1U})$
6	S1.1	S3.2	S3.3	$-u_{CA}$	0	$u_{CA}$	$-3(S_{4U})$
7	S2.1	S1.2	S2.3	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	0	$+4(S_{3U})$
8	S1.1	S2.2	S1.3	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	0	$-4(S_{6U})$
9	S3.1	S2.2	S3.3	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	0	$+5(S_{3U})$
10	S2.1	S3.2	S2.3	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	0	$-5(S_{6U})$
11	S1.1	S3.2	S1.3	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	0	$+6(S_{3U})$
12	S3.1	S1.2	S3.3	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	0	$-6(S_{6U})$
13	S2.1	S2.2	S1.3	0	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	$+7(S_{5U})$
14	S1.1	S1.2	S2.3	0	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	$-7(S_{2U})$
15	S3.1	S3.2	S2.3	0	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	$+8(S_{5U})$
16	S2.1	S2.2	S3.3	0	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	$-8(S_{2U})$
17	S1.1	S1.2	S3.3	0	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	$+9(S_{5U})$
18	S3.1	S3.2	S1.3	0	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	$-9(S_{2U})$
19	S1.1	S1.2	S1.3	0	0	0	$0_A$
20	S2.1	S2.2	S2.3	0	0	0	$0_B$
21	S3.1	S3.2	S3.3	0	0	0	$0_C$

Існує багато алгоритмів керування матричного перетворювача. Розглянемо один з них, при якому формування вихідної напруги перетворювача здійснюється при «інверторному» алгоритмі керування. Такому алгоритму відповідають перші 18 комбінацій ввімкнених ключів перетворювача (табл. 3.1), при яких до трифазного навантаження (навантаження з'єднане зіркою, рис. 3.22) підмикаються дві з трьох фаз мережі живлення. При такому алгоритмі керування вихідна напруга генерується на некомбінаційних частотах. Кожній з цих комбінацій можна поставити у відповідність згідно виразу (2.132) просторовий вектор вихідної напруги перетворювача частоти, який зветься ненульовим стаціонарним вектором. При цьому на кожній фазі навантаження формується фазна напруга  $(u_a, u_b, u_c)$ , що відповідає цьому вектору. Три комбінації відкритих ключів (у табл. 3.1 позначені як  $O_A, O_B, O_C$ ) відповідають підімкненню всіх трьох фаз навантаження до однієї й тієї ж фази мережі живлення. При такому підімкненні на виході перетворювача формуються нульові стаціонарні вектори, що відповідають нульовим паузам у вихідній напрузі.

Вирази для просторових векторів вхідної і вихідної лінійних напруг, вхідного і вихідного струмів (4.132) мають вид

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вх л}} &= U_{\text{вх л м}} e^{j\omega_1 t}; & \bar{U}_{\text{вих л}} &= U_{\text{вих л м}} e^{j\omega_2 t}; \\ \bar{I}_{\text{вх л}} &= I_{\text{вх м}} e^{j(\omega_1 t - \pi/6)}; & \bar{I}_{\text{вих л}} &= I_{\text{вих м}} e^{j(\omega_2 t - \varphi_{\text{вих}})}, \end{aligned}$$

де  $U_{\text{вх л}}, U_{\text{вих л}}$  — амплітудні значення вхідної і вихідної напруг;  $\omega_1 t$  — поточний кут, утворений вектором  $\bar{U}_{\text{вх л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $\omega_2 t$  — поточний кут, утворений вектором  $\bar{U}_{\text{вих л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $I_{\text{вх м}}, I_{\text{вих м}}$  — амплітудні значення вхідного та вихідного струмів;  $\omega_1 t - \pi/6$  — кут, утворений вектором  $\bar{I}_{\text{вх л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $\omega_2 t - \varphi_{\text{вих}}$  — кут, утворений вектором  $\bar{I}_{\text{вих л}}$  і дійсною віссю комплексної площини;  $\varphi_{\text{вих}}$  — фазовий зсув між фазними вихідною напругою і струмом.

Просторові вектори вхідної і вихідної фазних напруг менші за величиною, ніж відповідні лінійні напруги, у  $\sqrt{3}$  разів і зсунуті відносно них на  $30^\circ$  у бік відставання

$$\bar{U}_{\text{вх } \phi} = (\bar{U}_{\text{вх л}} / \sqrt{3}) e^{-j\pi/6}, \quad \bar{U}_{\text{вих } \phi} = (\bar{U}_{\text{вих л}} / \sqrt{3}) e^{-j\pi/6}.$$

Миттєві значення вихідних фазних напруг  $u_A, u_B, u_C$ , на відміну від АПН (див. рис. 2.76), формуються не з постійної напруги, а з миттєвих значень лінійних напруг мережі живлення, що змінюються у часі на кожному інтервалі періоду.

На рис. 3.23 наведені часові діаграми симетричної трифазної мережі (фазні та лінійні напруги), на яких період мережі живлення розбито на шість інтервалів, межами яких є моменти зміни полярності фазних напруг. Позначення інтервалів (100, 110, 010, 011, 001, 101) прив'язані до полярності фазних напруг усередині кожного інтервалу. Наприклад, на інтервалі 100 фазна напруга  $u_A > 0$  (позначимо її полярність "1"), а фазні напруги  $u_B < 0$  і  $u_C < 0$  (позначимо їх полярність "0") і т.д. Інтервал 100 обраний першим, виходячи з того, що при зображенні миттє-

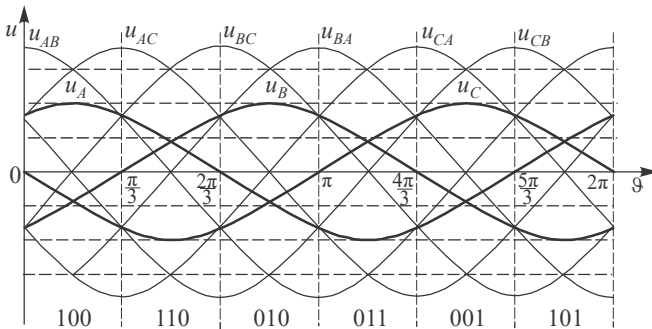


Рис. 3.23

вих значень трифазної системи лінійних вхідних напруг протягом одного періоду початок координат  $\omega_1 t = 0$  на часовій вісі відповідає початковому положенню просторового вектора на комплексній площині  $\bar{U}_{\text{вх л}}$ .

На рис. 3.24 наведена векторна діаграма, що відображає процес формування вихідної напруги з використанням 21 стаціонарного стану

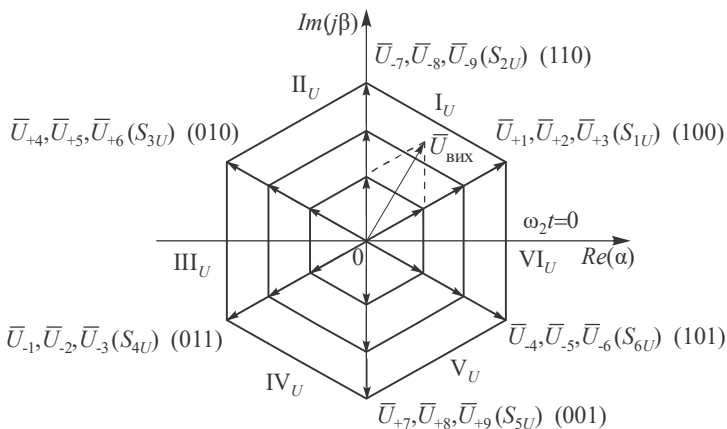


Рис. 3.24

ключів перетворювача (табл. 3.1, стани 1...21). Три нульових стани відповідають нульовому значенню просторового вектора  $\vec{U}_{\text{вих.л}}$ . Кожен з інших 18 станів ключів відповідає 18 ненульовим стаціонарним векторам (див. рис. 2.76).

Конфігурація підмикання навантаження до фаз мережі живлення дозволяє завдяки перемицанню ключів реалізувати шість можливих стаціонарних векторів вихідної напруги з будь-якої лінійної напруги мережі.

На рис. 3.25 наведені часові діаграми вихідної напруги ( $a, b, в$ ) (без застосування ШІМ) з максимальної на даний момент часу вхідної лінійної напруги. Якщо припустити, що напруга мережі живлення за період вихідної напруги залишається незмінною, тобто  $f_2 \gg f_1$ , то вихідна напруга має східчасту форму аналогічно АІН (див. рис. 2.64, 2.65), а годограф її просторового вектора набуває форми шестикутника (рис. 3.24).

На рис. 3.25,г показані 60-градусні сектори формування  $\vec{U}_{\text{вих}}$ , що відповідають аналогічним секторам  $I_u \dots VI_u$  векторної діаграми рис. 3.24. Діаграма на рис. 3.25,д зображує чергування станів ключів перетворювача при формуванні східчастих кривих вихідної фазної напруги без ШІМ. Діаграми на рис. 3.25,е, є показують чергування станів ключів



при застосуванні ШІМ. У табл. 3.2 приведені у відповідність стани  $S_{1u} \dots S_{6u}$  і стаціонарні стани ключів  $\pm 1 \dots \pm 9$  (табл. 3.1), кожен з яких визначає ненульові стаціонарні вектори вихідної напруги і вхідного струму. Зображення схем підмикання з'єднаних у «зірку» фаз навантаження «а», «b» і «с», по чергово до вхідних фаз  $A, B, C$  у різних конфігураціях наведено для більш повного уявлення про метод модуляції просторового вектора (див. рис. 2.76, 2.77) при формуванні просторових векторів  $\bar{U}_{\text{вих}}$  і  $\bar{I}_{\text{вх}}$ . Наприклад, для формування просторового вектора  $\bar{U}_{\text{вих}}$  у секторі I (рис. 3.24) у перетворювачі повинні чергуватися стани

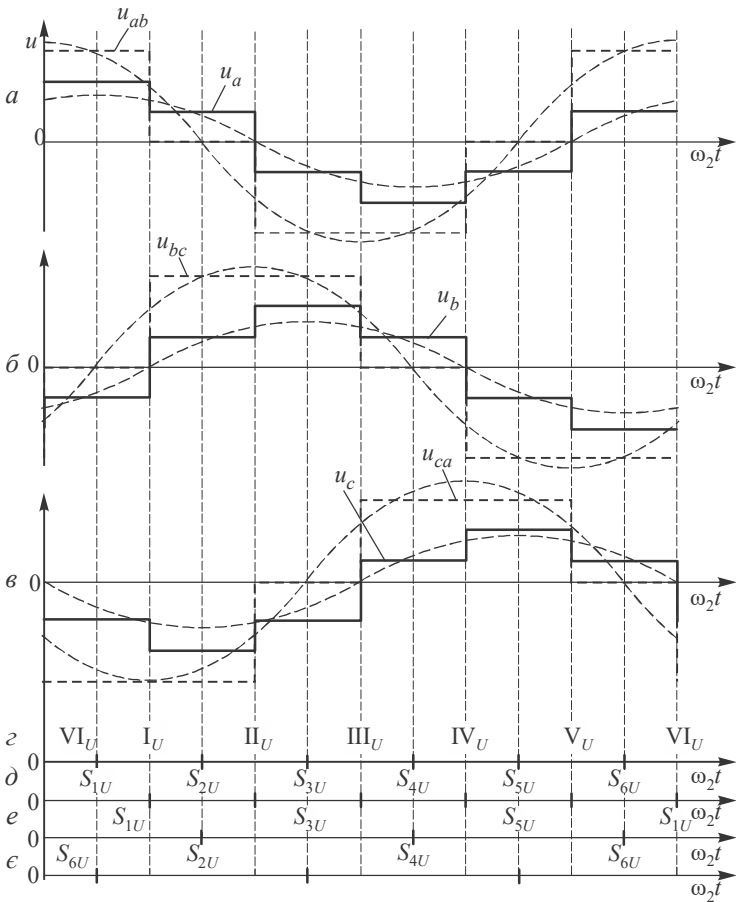
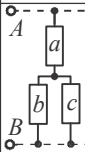
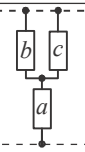
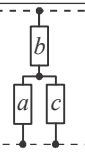
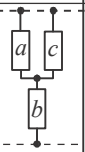
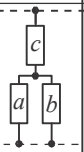
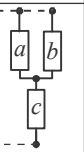
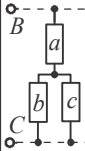
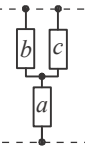
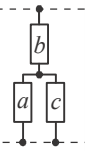
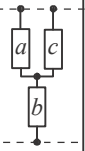
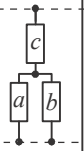
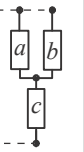
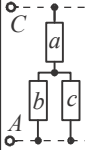
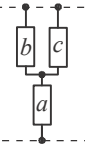
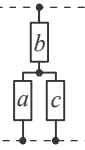
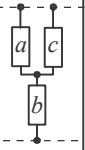
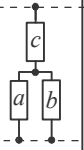
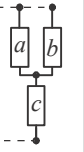


Рис. 3.25  
289

$S_{1u}$  (+1,+2,+3 у табл. 3.1 і 3.2) і  $S_{2u}$  (-7,-8,-9 у табл. 3.1, 3.2) для позитивних полярностей вхідних лінійних напруг  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{CA}$  або стани  $S_{4u}$  (-1,-2,-3 у табл. 3.1, 3.2) та  $S_{5u}$  (+7,+8,+9 в табл. 3.1, 3.2) для нега-

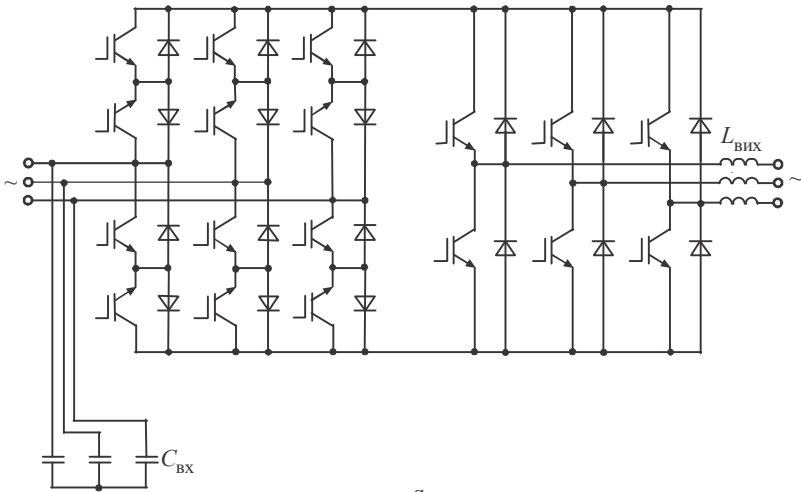
Таблиця 3.2

	Стани ключів для формування вихідної напруги МП з лінійних напруг мережі					
	$S_{1U}$ (100)	$S_{4U}$ (011)	$S_{3U}$ (010)	$S_{6U}$ (101)	$S_{5U}$ (001)	$S_{2U}$ (101)
Стационарні стани ключів	+1	-1	+4	-4	+7	-7
Схеми з'єднання фаз навантаження						
Стационарні стани ключів	+2	-2	+5	-5	+8	-8
Схеми з'єднання фаз навантаження						
Стационарні стани ключів	+3	-3	+6	-6	+9	-9
Схеми з'єднання фаз навантаження						

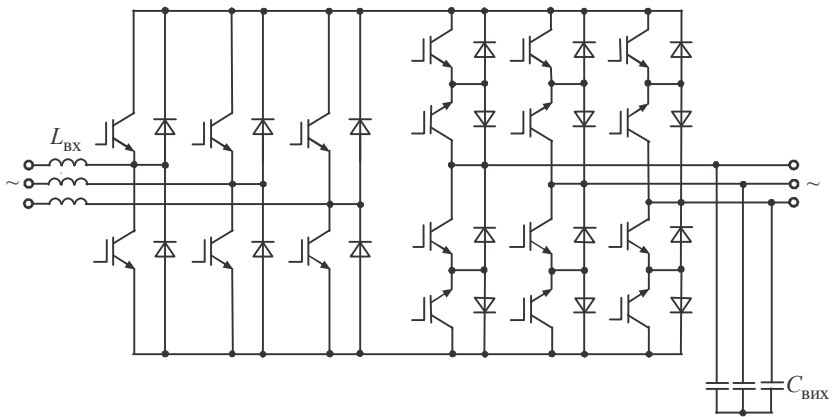
тивних полярностей вхідних лінійних напруг. Як показує практика застосування метода модуляції просторового вектора (векторна ШІМ) дозволяє знизити втрати потужності на 15...30 % залежно від навантаження у порівнянні з втратами в схемах з традиційним керуванням, що свідчить про перспективність цього напрямку у перетворювальній техніці.

Перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму (рис. 3.2), в якому включені реактивні елементи з проміжної ланки постійної напруги (струму) ( $C_d$ ,  $L_d$ ), може бути віднесений до безпосе-

реднього двоступеневого перетворювача — розподіленого матричного циклоконвертора (*sparse matrix converters*), побудованого за структурою обернений інвертор струму (напруги) — обернений інвертор напруги (струму), як показано на рис. 3.26,а, б відповідно. У першій схемі обернений інвертор струму виконаний реверсивним за струмом, що забезпечує можливість зміни напрямку струму у ланці постійного струму (в лінії між першим і другим перетворювачами). Це дає можливість для прямого (безпосереднього) обміну потужностями між зовнішніми елек-



а



б

Рис. 3.26  
291

тричними мережами, підімкненими до входу та виходу перетворювальної системи, що стало підставою віднести такий перетворювач до безпосередніх перетворювачів частоти. Функцію реактора  $L_d$  (див. рис. 2.7,а) у ланці постійного струму інвертора струму виконують високочастотні реактори  $L_{\text{вих}}$  на виході інвертора напруги (вони значно меншої величини, чим  $L_d$ , тому що призначені для обмеження пульсацій струму інвертора на частоті комутації при ШІМ). Функцію конденсатора  $C_d$  (див. рис. 2.63,а) у колі постійної напруги перетворювача виконують конденсатори  $C_{\text{вх}}$  високочастотного фільтра напруги на вході інвертора струму, обмежуючи величину пульсацій струму на ньому.

У другій схемі двоступеневого безпосереднього перетворювача частоти (рис. 2.26,б) автономні інвертори помінялися місцями. В такому перетворювачі з'явилась додаткова якість — можливість підвищити вхідну напругу за рахунок «підсилювальних» властивостей за напругою, як в інверторі струму, так і в оберненому інверторі напруги.

### **3.2.3. Підвищувальні перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих вентилях**

Одним зі способів підвищення вихідної напруги є застосування підвищувально-знижувальних перетворювачів, схеми яких використовуються в імпульсних перетворювачах постійного струму в постійний.

На рис 3.27,а наведена схема трифазно-однофазного перетворювача частоти. Циклічне перемикання ключів  $S1...S3$  з широтно-імпульсним регулюванням дозволяє змінювати полярність напруги на реакторі  $L$  з урахуванням знака півхвилі напруги, що формується на виході. Часові діаграми рис. 3.27,б ілюструють процес формування вихідної напруги і струму реактора  $L$ . Передача накопиченої в реакторі енергії у навантаження здійснюється «порціями» при періодичній комутації ключа  $S4$ . Імпульси керуванням ключем  $S4$  є такими, що доповняють за тривалістю імпульси ключів  $S1...S3$  до такту  $T_T$ . Частота перемикання ключа  $S4$  у декілька разів перевищує частоту вихідної напруги. При визначених сполученнях параметрів на виході одержуємо напругу вищу за вхідну. Вхідний струм, як видно з часових діаграм, є

імпульсним і вміщує субгармоніку, яка викликана низькою частотою вихідного струму. Використовуючи імпульсну модуляцію струму  $i_L$ , який є безперервним у реакторі, можна сформулювати на виході змінну напругу, форма якої близька до синусоїдальної.

Субгармоніка у вхідному струмі може бути усунена у трифазно-трифазному підвищувально-знижувальному перетворювачі, побудованому з трьох трифазно-однофазних. Для одержання синусоїдального струму перетворювача вмикають вхідний LC-фільтр.

На рис 3.28 наведений мостовий трифазно-однофазний підвищувально-знижувальний циклоконвертор з регулятором на основі схеми Кука, в якому накопичувальний реактор  $L$  розщеплений на три реактори, винесені у фази вхідної напруги. Міст на ключах  $S1...S6$  еквівалентний зустрічно-паралельному ввімкненню двох трифазних мостових схем на ключах з односторонньою провідністю, і

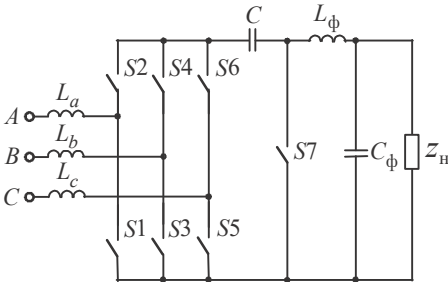


Рис. 3.28

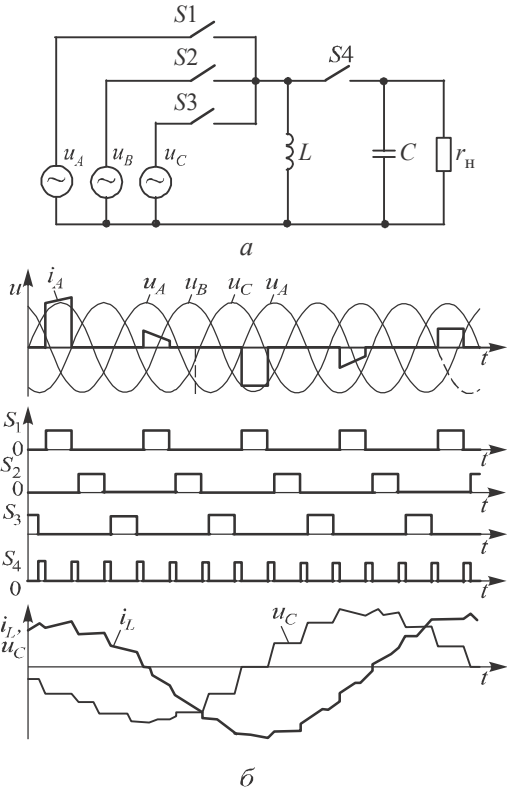


Рис. 3.27

напруга на виході моста може мати будь-яку з двох полярностей залежно від того, якими транзисторами ключів і коли ними керувати. Таким чином, ключі  $S1...S6$  дозволяють жити такий перетворювач від трифазної мережі змінного струму, а не постійного. При цьому на пер-

шому інтервалі такту перетворення повинна накопичуватися енергія в накопичувальних реакторах  $L$  у колі трифазного змінного струму та одночасно забезпечується живлення вихідного кола від накопичувального конденсатора  $C$ . Це здійснюється відкриттям на першому інтервалі всіх ключів  $S1...S6$  моста, що призводить до з'єднання накопичувальних реакторів у зірку, і підмиканням конденсатора до вихідного кола.

На другому інтервалі такту залишаються відкритими тільки три ключі моста ключів  $S1...S6$ , а саме ті з ключів, які забезпечують протікання струму в накопичувальних реакторах у попередніх напрямках і задану полярність вихідної напруги моста. При цьому відкривається і ключ  $S7$ , що призводить до передачі енергії з накопичувальних реакторів  $L$  у накопичувальний конденсатор  $C$  і одночасно живлення навантаження від енергії реактивних елементів вихідного  $L_{\phi}C_{\phi}$  - фільтра.

Рівень вихідної напруги регулятора Кука залежить від коефіцієнта заповнення, причому достатньо лінійно до рівня відносної тривалості  $\gamma \approx 0,7$ . Якщо модулювати  $\gamma$  за синусоїдальним законом з урахуванням можливості зміни знака вихідної напруги моста ключів  $S1...S6$ , а отже, і перетворювача, то можна сформуванати на виході перетворювача синусоїдальну напругу із заданими амплітудою і частотою.

Вхідний струм перетворювача синусоїдальний (без вхідного  $LC$ -фільтра) і може встановлюватися у фазі з живильною напругою.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Автономные инверторы / Ю.П. Гончаров, В.В. Ермуратский, Э.И. Заика, А.Ю. Штейнберг. – Кишинев: Штиинца, 1974. – 336 с.
2. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. – М. – Л.: Энергия, 1972. – 168 с.
3. Бабак В.П., Білецький А.Я., Гуржій А.М. Сигнали і спектри. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 492 с.
4. Бадер М.П. Электромагнитная совместимость. – М.: УМК МПС , 2002. – 638 с.
5. Баланс энергий в электрических цепях / В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 312 с.
6. Белов В. Ф. Автоматизация проектирования электромагнитной совместимости автономных преобразовательных систем. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 1993. – 340 с.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи : Учебник. – 10-е изд. – М.: Гардарики, 2001. – 638 с.
8. Берштейн И.Я. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
9. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
10. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
11. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков и др. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.
12. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 384 с.
13. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
14. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0. – СПб.: Коронапринт, 2001. – 305 с.
15. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники : В 3-х т. Уч. для вузов. Том 2. – СПб.: Питер, 2006. – 576 с.
16. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.

17. Долбня В.Т., Сокол Е.И. Исследование переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость. – Харьков: Вища шк., 1988. – 136 с.
18. Донской А.В., Кулик В.Д. Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. – Л.: Энергия, 1980. – 158 с.
19. Електроніка і мікросхемотехніка : Підручник для вищ. навч. закл. освіти : У 4-х т./ В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько та ін.; Під ред. В.І. Сенька. – К.: ТВО "Видавництво Обереги", 2000. – Т.1. Елементна база електронних пристроїв. – 309 с.
20. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятия. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.
21. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
22. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. шк., 1982. – 496 с.
23. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
24. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
25. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1990. – 220 с.
26. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Нейвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др., Под ред. Г.С. Нейвельта. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
27. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.
28. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. – К.: "Текст", 2006. – 488 с.
29. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. – Новосибирск: Наука, 1983. – 216 с.
30. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 396 с.
31. Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И. Автономные тиристорные инверторы. – М.: Энергия, 1967. – 159 с.
32. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 1983. – 216 с.



33. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
34. Мерабишвили П.Ф., Ярошенко Е.М. Нестационарные электромагнитные процессы в системах с вентилями. – Кишинев: Штиинца, 1980. – 208 с.
35. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наук.думка, 1974. – 216 с.
36. Милях А.Н., Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. – К.: Наук. думка, 1973. – 219 с.
37. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторна широтно-імпульсна модуляція в матричних перетворювачах. Навчальний посібник. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2003. – 74с.
38. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
39. Мыщык Г.С. Основы структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. – М.: Изд-во МЭИ, 1989. – 108 с.
40. Немцев Г.А., Ефремов Л.Г. Энергетическая электроника. – М.: Пресс-сервис, 1994. – 320 с.
41. Олещук В.И., Чаплыгин Е.Е. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 146 с.
42. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.
43. Перетворювальна техніка. Підручник : Ч. 2/ Ю.П. Гончаров , О.В. Будьонний, В.Г. Морозов та ін., За ред.. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
44. Полупроводниковые выпрямители/ Под ред. Ф.И. Ковалева. – М.: Энергоатомиздат, 1978. – 448 с.
45. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии / А. Крогерис, К. Рашевиц, Л. Рутманис и др. – Рига: Зикатне, 1969. – 531 с.
46. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 184 с.
47. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
48. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Квасюк А.А. Силовая электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

49. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. – К.: Техника, 1980. – 136 с.
50. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.
51. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 424 с.
52. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.
53. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990. – 368 с.
54. Силовая электроника. Примеры и расчеты. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 384 с.
55. Силовая электроника: Словарь терминов русско-английский. – М.: ОСЭ, 2001. – 80 с.
56. Силова електроніка: Словник термінів українсько-англійський. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2003. – 87 с.
57. Синчук О.Н., Юрченко Н.Н., Чернышев А.А. и др. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / Под ред. О.Н. Синчука. – К.: ИЭД НАН Украины, 2006. – 251 с.
58. Солодунов А.М., Иньков Ю.М., Коваливкер Г.Н., Литовченко В. В. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями. – Рига.: Зинатне, 1991. – 351 с.
59. Солодухо Я.Ю. Тенденции компенсации реактивной мощности. Ч. 1: Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. – М.: Информэлектро, 1987. – 50 с.
60. Справочник по преобразовательной технике. – К.: Техника, 1978. – 447 с.
61. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением / Ф.И.Ковалев, Г.П. Мосткова, В.А. Чванов, А.И. Толкачев. – М.: Энергия, 1972. – 152 с.
62. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты / С.В. Шапиро, В.Г. Казанцев, В.В. Карташев, Р.Н. Киямов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 142 с.
63. Тодоров Т., Алексеев Д., Маджаров Н, Иванов П. Автономные инверторы / Под ред. Т.С. Тодорова. – Габрово, 1996. – 210 с.
64. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.

65. Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Кулешов Ю.Е. Оптимальный синтез автономных инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией. – К.: Наук. Думка, 1987. – 220 с.
66. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А. В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – К.: Наук. думка, 1993. – 271 с.
67. Фред К. Ли. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи: Пер. с английского. М.: Мир, 1988. Том 76.
68. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – К.: Наук. думка, 1988. – 224 с.
69. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
70. Шваб А. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 480 с.
71. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. – К.: Наук. думка, 1985. – 268 с.
72. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – К.: Наук. думка, 1980. – 304 с.
73. Электрические и электронные аппараты / Под ред. Ю.К. Розанова. – М.: Информэлектро, 2001. – 752 с.
74. Электромагнитная совместимость электроприемников промышленных предприятий / А.К. Шидловский, Б.П. Борисов, Г.И. Вагин и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 236 с.
75. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / Под ред. А.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 352 с.
76. Энергетическая электроника : Справ. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.

*Наукове видання*

**В.І. Сенько, К.В. Трубіцин, В.І. Чибеліс**

# **ІНВЕРТОРИ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ**

**Монографія**

Відповідальний за випуск *В.І. Зарицький*  
Авторська редакція

Підписано до друку 6.11.2019. Формат 60×84<sup>1/16</sup>.  
Папір офсетний. Друк офсетний. Гарнітура Times New Roman.  
Умовн. друк. аркушів – 17,43. Обл.-вид. аркушів – 15,85.

«Видавництво Ліра-К»  
Свідоцтво № 3981, серія ДК.  
03115, м. Київ, вул. В. Стуса, 22/1.  
тел./факс (044) 247-93-37; 228-81-12  
Сайт: [lira-k.com.ua](http://lira-k.com.ua), редакція: [zv\\_lira@ukr.net](mailto:zv_lira@ukr.net)