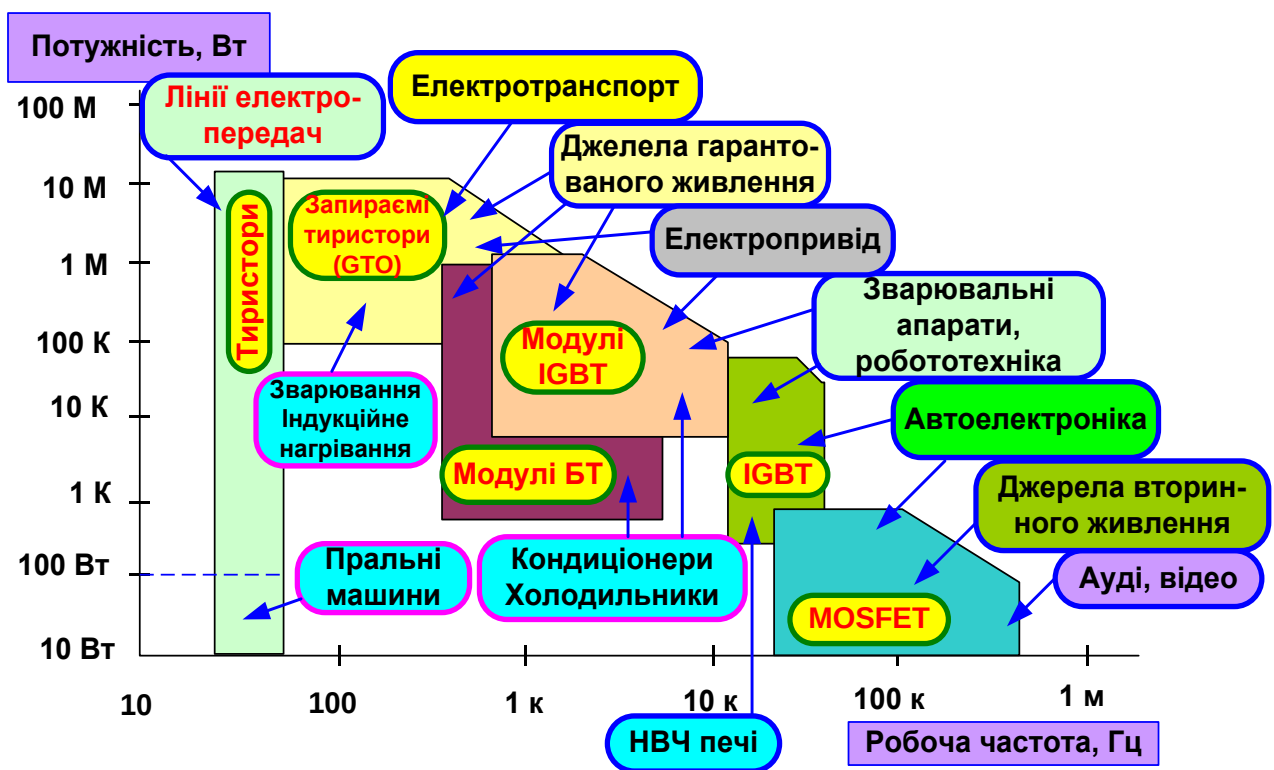


Побєдаш К.К., Святненко В.А.

СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

*Затвердити Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів, які навчаються за спеціальністю
"Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка"*



Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2017

П 42 Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі
електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Побєдаш, В.А. Святненко -
Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. 244 с.

Електронне мережне навчальне видання
**СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ**

Навчальний посібник

Автори: Побєдаш Костянтин Каленикович, доцент, к.т.н.
Святненко Вадим Анатолієвич, ст. викладач

Рецензенти: Юрченко О.М., д.т.н., завідувач відділу транзисторних
перетворювачів ІЕД НАН України, д.т.н.

Гуцалюк В.Я., с.н.с. ІЕД НАН України, к.т.н.

Відповідальний
редактор

Побєдаш К.К., доцент, доцент. к.т.н.

Видання містить матеріали, в яких викладено фізичні основи електроніки, інформацію про сучасні напівпровідникові прилади, а також принципи побудови та функціонування основних типів джерел електроживлення та перетворення електричної енергії. В навчальному посібнику розглянуті однофазні і трифазні керовані та некеровані випрямлячі, згладжувальні фільтри та стабілізуючі пристрої, імпульсні перетворювачі постійної напруги, автономні інвертори та інвертори ведені мережею, а також перетворювачі частоти. Кольоровий графічний матеріал сприяє кращому розумінню функціонування пристроїв, що розглядаються. В кінці кожного розділу приведені запитання, відповіді на які дозволяють студентам здійснювати самоконтроль засвоєння матеріалу. Для поглибленого вивчення окремих тем в кінці посібника наведений перелік літератури.

Зміст

Передмова	8
Вступ	
Розділ 1. Фізичні основи електроніки і напівпровідникові прилади	13
Тема 1.1. Типи електропровідності і основні властивості напівпровідників	13
1.1.1. Домішкові напівпровідники	16
1.1.2. Електронно-дірковий ($p-n$) перехід	18
1.1.3. Вольт-амперна характеристика $p-n$ переходу	20
1.1.4. Пробої $p-n$ переходу	23
1.1.5. Ємності $p-n$ переходу.	24
Запитання для самоконтролю	25
Тема 1.2. Напівпровідникові прилади	27
1.2.1. Випрямні діоди	30
1.2.2. Діоди Шотткі	31
1.2.3. Стабілітрони	34
1.2.4. Фотодіоди	35
1.2.5. Світлодіоди	36
1.2.6. Варикапи	37
1.2.7. Біполярні транзистори	37
1.2.8. Складені транзистори.	48
1.2.9. Одноперехідний транзистор	51
1.2.10. Польові транзистори	53
1.2.10.1. Польові транзистори з $p-n$ переходами	53
1.2.10.2. Польові транзистори з ізольованим затвором (MOSFET-транзистори)	57
1.2.10.2.1. Польовий транзистор із вбудованим каналом	58
1.2.10.2.2. Польовий транзистор з індукованим каналом	59
1.2.11. Біполярні транзистори з ізольованим затвором	61

(IGBT).....	
1.2.11.1. Структура IGBT-транзистора	62
1.2.11.2. Принцип роботи IGBT-транзистора	63
1.2.11.3. Параметри і характеристики IGBT транзисторів .	67
1.2.11.4. IGBT модулі	71
1.2.12. Тиристори	71
1.2.12.1. Напівкеровані тиристори	72
1.2.12.2. Повністю керовані тиристори (GTO)	77
1.2.13. Оптрони	81
Запитання для самоконтролю	82
<i>Розділ 2.</i> Випрямлячі	85
Тема 2.1. Випрямлячі однофазного струму	88
2.1.1. Некеровані випрямлячі	88
2.1.1.1. Однофазний однопівперіодний випрямляч .	88
2.1.1.2. Однофазний випрямляч за схемою з нульовим виводом	90
2.1.1.3. Однофазний мостовий випрямляч (схема Греца)	96
2.1.2. Однофазні керовані випрямлячі	100
Тема 2.2. Випрямлячі трифазного струму.	111
2.2.1. Трифазні некеровані випрямлячі	111
2.2.1.1. Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора (схема Міткевича)	111
2.2.1.2. Трифазний мостовий випрямляч (схема Ларіонова)	117
2.2.2. Трифазні керовані випрямлячі	127
2.2.2.1. Трифазний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора	127
Запитання для самоконтролю	132
<i>Розділ 3.</i> Інвертори, ведені мережею	133

3.1. Загальні відомості про інвертори	133
3.2. Однофазний ведений інвертор з виводом нульової точки трансформатора	136
3.3. Трифазний мостовий ведений інвертор	141
Запитання до самоконтролю	145
<i>Р о з д і л 4.</i> Згладжувальні фільтри і стабілізатори.	147
Тема 4.1. Згладжувальні фільтри	147
4.1.1. Фільтри на пасивних елементах	149
4.1.1.1. Індуктивний фільтр	150
4.1.1.2. Г-подібний LC-фільтр	151
4.1.1.3. Г-подібний RC-фільтр	154
Запитання до самоконтролю	155
Тема 4.2. Стабілізатори	156
4.2.1. Призначення, параметри і класифікація стабілізаторів	156
4. 2.2. Параметричні стабілізатори напруги	158
4.2. 3. Компенсаційні стабілізатори напруги	161
4.2.3.1. Компенсаційні стабілізатори напруги з безперервним регулюванням	162
4.2.3.2. Імпульсні стабілізатори напруги	167
4.2.4. Стабілізатори струму	168
Запитання для самоконтролю	170
<i>Р о з д і л 5.</i> Імпульсні перетворювачі постійної напруги (ІППН)	170
5.1. Понижуючі ІППН	174
5.2. Підвищуючі ІППН	179
5.3. Інвертуючі ІППН	182
5.4. Реверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги	185
5.4.1. Реверсивний імпульсний перетворювач постійної напруги з симетричним керуванням	186
5.4.2. Реверсивний широтно-імпульсний	

перетворювач (ШІП) постійної напруги з несиметричним керуванням	188
5.4.3. Реверсивний широтно-імпульсний перетворювач (ШІП) постійної напруги з почерговим керуванням	190
Запитання для самоконтролю	192
<i>Розділ 6.</i> Автономні інвертори	193
6.1. Автономні інвертори напруги	194
6.1.1. Однофазний мостовий інвертор напруги на транзисторах	194
6.1.1.1. Подіагональне керування силовими ключами	196
6.1.1.2. Широтно-імпульсне формування і регулювання вихідної напруги АІН	199
6.1.1.3. ШІР з залежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруг	200
6.1.1.4. ШІР з незалежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруги	202
6.1.1.5. Мостовий інвертор напруги на тиристорах	204
6.1.2. Трифазні автономні інвертори напруги	207
6.2. Автономні інвертори струму	212
6.2.1. Однофазний паралельний інвертор струму	212
6.2.2. Однофазний АІС з відтинаючими діодами	217
6.2.3. Трифазний паралельний інвертор струму	220
6.2.4. Трифазний паралельний інвертор струму з відтинаючими діодами (рис. 6.4, б)	223
6.3. Резонансні автономні інвертори	226
6.3.1. Паралельний резонансний інвертор з закритим входом	227
6.3.2. Послідовно-паралельний резонансний інвертор з	

закритим входом	230
Запитання для самоконтролю	232
<i>Р о з д і л 7.</i> Перетворювачі частоти	234
Тема 7.1. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму	235
7.1.1. Перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму на основі керованого випрямляча і АІН	238
Тема 7.2. Безпосередні перетворювачі частоти	240
Запитання для самоконтролю	242
Література	243

Передмова

Структура викладення матеріалу даного посібника направлена на представлення читачу достатнього об'єму інформації про фізичні принципи роботи і основні характеристики базових елементів силових електроніки, необхідних для системного викладення і більш повного розуміння фізичних принципів схемотехніки перетворювальних пристроїв.

Пропонуємий посібник відповідає окремим змістовним модулям програми дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка», яку автори читають студентам ІЕЕ, ФЕА НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», які навчаються за спеціальністю 141 - "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка". Метою вивчення курсу «Електроніка та мікросхемотехніка» є опанування студентами знань в області електронної схемотехніки на базі напівпровідникових приладів, аналогових і цифрових інтегральних схем. Для цього студенти вивчають принципи дії основних типів напівпровідникових приладів, особливості лінійних, імпульсних і цифрових пристроїв для підсилення, генерування та обробки сигналів в електронних системах керування і відображення інформації, а також систем електроживлення електронної апаратури і пристроїв перетворення електроенергії.

Основні завдання при вивченні дисципліни полягають у засвоєнні студентами принципу дії основних типів напівпровідникових приладів, аналогових і цифрових інтегральних схем і принципи дії електронних пристроїв на їх основі, електронних перетворювальних пристроїв; вміли грамотно їх експлуатувати, могли формувати завдання на розробку електронних пристроїв за напрямку фаху. Крім того, студенти повинні надбати практичних навичок дослідження, розрахунку та синтезу електронних пристроїв на сучасній елементній базі, їх дослідження та оформлення результатів досліджень.

В результаті вивчення дисциплін «Електроніка та мікросхемотехніка» студенти повинні знати:

принцип дії основних типів напівпровідникових приладів;

призначення, принципи побудови та функціонування схем аналогових, імпульсних і цифрових пристроїв;

методи аналізу та синтезу електронних і мікроелектронних пристроїв;

умовні графічні зображення імпульсних і цифрових мікроелектронних пристроїв у відповідності з державними стандартами;

вміти:

аналізувати роботу електронних схем;

виконувати розрахунки аналогових схем і синтезувати цифрові пристрої;

користуватись довідковою літературою і креслити електронні схеми згідно з діючими державними стандартами.

При вивченні модуля студенти отримують навички:

аналізу та синтезу електронних схем;

проведення експериментальних досліджень електронних схем аналогових, імпульсних і цифрових пристроїв, оформлення звітів та робити узагальнюючі висновки;

користування радіовимірною апаратурою;

самостійної роботи з навчальною, методичною і довідковою літературою.

В кінці кожної теми приведені запитання, відповіді на які дозволяють студентам здійснювати самоконтроль засвоєння матеріалу.

Для поглибленого вивчення окремих тем в кінці посібника наведений перелік літератури.

В усьому світі є проблема нехватки (дефіцита) природних ресурсів для одержання і перетворення електричної енергії. Одним з головних шляхів вирішення цієї проблеми є розвиток енергозберігаючих технологій і створення енергозберігаючих пристроїв на їх основі.

При цьому на передній план виходить задача суттєвого зниження втрат електричної енергії в технологічному ланцюзі "виробництво - перетворення і використання" електричної енергії. В цьому ланцюзі одну із важливіших

задач повинні вирішувати електронні перетворювальні пристрої, які виконують функції перетворення змінної напруги (струму) в постійну, постійної напруги (струму) в змінну, змінної напруги однієї частоти в змінну напругу іншої частоти, постійної напруги однієї величини у постійну напругу іншої величини і т.п. Перетворювальні пристрої виконують також функції фільтрації, регулювання і стабілізації напруги (струму).

В залежності від функціонального призначення перетворюючі пристрої класифікуються наступним чином:

- перетворювачі енергії змінного струму в енергію постійного струму (випрямлячі);

- перетворювачі енергії постійного струму в енергію змінного струму (інвертори);

- перетворювачі змінного струму однієї частоти в змінний струм іншої частоти (перетворювачі частоти);

- перетворювачі змінного струму однієї частоти в змінний струм іншої частоти (перетворювачі частоти);

- перетворювачі змінного струму одного числа фаз в змінний струм іншого числа фаз (перетворювачі числа фаз);

- перетворювачі постійної напруги одного рівня в постійну напругу іншого рівня (перетворювачі постійної напруги).

Суттєво перетворювальна техніка почала розвиватися в другій половині двадцятого сторіччя завдяки розробці некерованих (діодів) і керованих (тиристорів) силових напівпровідникових приладів. Поява на ринку спочатку біполярних високовольтних транзисторів і повністю керованих (GTO) тиристорів, а потім потужних польових транзисторів MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) і біполярних транзисторів з ізольованим затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) створили умови для сучасного розвитку перетворювальних пристроїв. Сучасні напівпровідникові перетворювальні пристрої характеризуються значно більшою швидкістю, малою енергією їх керування, що дозволяє суттєво зменшити їх маси і

габарити, підняти коефіцієнт корисної дії і надійність, реалізувати широтно-імпульсну модуляцію і мікропроцесорне керування.

Області застосування перетворювачів

Випрямлячі широко застосовують у кольоровій металургії (виробництво алюмінію та інших металів), хімічній промисловості (крекінг метану та ін.), на залізничному і міському транспорті (мережа живлення постійного струму), електрозварюванні, гальванотехніці, для заряджання акумуляторів, електроерозійної обробки металів, у джерелах вторинного електроживлення радіоелектронної апаратури, ЕОМ, засобів автоматики, вимірювальній техніці та інших технічних пристроях і системах. Крім того, випрямлячі є складовою частиною у перетворювачах частоти з ланкою постійного струму.

Інвертори застосовують для живлення споживачів електричної енергії змінного струму. Первинним джерелом при цьому є або електрична мережа постійного струму, або акумуляторні батареї, сонячні батареї та інші джерела постійного струму. Інвертори застосовують також в системах передавання електричної енергії постійним струмом. Вони є складовою частиною в багатоланкових перетворювачах частоти з ланкою постійного струму.

Перетворювачі частоти застосовують для електроприводу змінного струму, електротермії, живлення радіоелектронної апаратури, а також світлотехнічних пристроїв.

Широтно-імпульсні перетворювачі (регулятори) постійної і змінної напруги застосовують для стабілізації і регулювання напруги приладових комплексів, в швидкодіючих прецизійних тахометричних слідкуючих системах, в електрохімічній промисловості, в електромобілях, в міському електротранспорті.

Перетворювачі числа фаз застосовують для перетворення однофазної напруги у трифазну і навпаки (наприклад для рухомого складу змінного струму).

Напівпровідникові перетворювачі широко використовуються як комутаційна апаратура і статичні коректори (регулятори) реактивної потужності.

Для того, щоб читач краще орієнтувався при вивченні матеріалу наступних змістовних модулів спочатку розглянуто фізичні основи електроніки і напівпровідникові прилади, які є елементною базою сучасних перетворювальних пристроїв.

Розділ 1. Фізичні основи електроніки і напівпровідникові прилади

Тема 1.1. Типи електропровідності і основні властивості

напівпровідників

Усі речовини в залежності від їх питомого опору поділяються на провідник ($\rho < 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{м}$), напівпровідники ($\rho = 10^{-4} \div 10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{м}$) і діелектрики ($\rho > 10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{м}$).

Відомо, що всі речовини утворені атомами, які складаються з додатно заряджених ядер і від'ємно заряджених електронів, що обертаються навколо них. Ядра складаються з нейтронів і додатно заряджених протонів. Кількість протонів в ядрі визначає його заряд. Число електронів, що обертаються навколо ядра у нормальному стані, рівне числу протонів в ядрі. Вони утворюють електронну оболонку атома, в результаті чого атом є електронейтральним.

Електрони згруповані у відповідні шари і мають певну енергію. Найбільш віддалені від ядра електрони називають валентними. Під дією енергії тепла, світла, радіації та інших зовнішніх чинників валентні електрони можуть набути додаткову енергію і перейти на більш віддалені від ядра орбіти, тобто стати збудженими або вільними. У разі одержання електроном енергії, що перевищує роботу виходу, він стає вільним. В кристалах виникає взаємодія між сусідніми атомами, що приводить до розщеплення енергетичних рівнів електронів і утворення енергетичних зон. Сукупність енергетичних рівнів найбільш віддалених валентних електронів утворюють валентну зону (ВЗ). Дозволені, але не зайняті електронами енергетичні рівні, називаються зоною провідності (ЗП). Між валентною зоною і зоною провідності може бути заборонена зона (ЗЗ).

Якщо в зону провідності потрапляють збуджені електрони валентної зони, то це буде забезпечувати провідність речовини. Зонна структура речовин наглядно пояснює різницю між провідниками, напівпровідниками і діелектриками.

На рис. 1.1 показані енергетичні зони для провідників (а), діелектриків (б) і напівпровідників (в). Характерною особливістю провідників є те, що у них

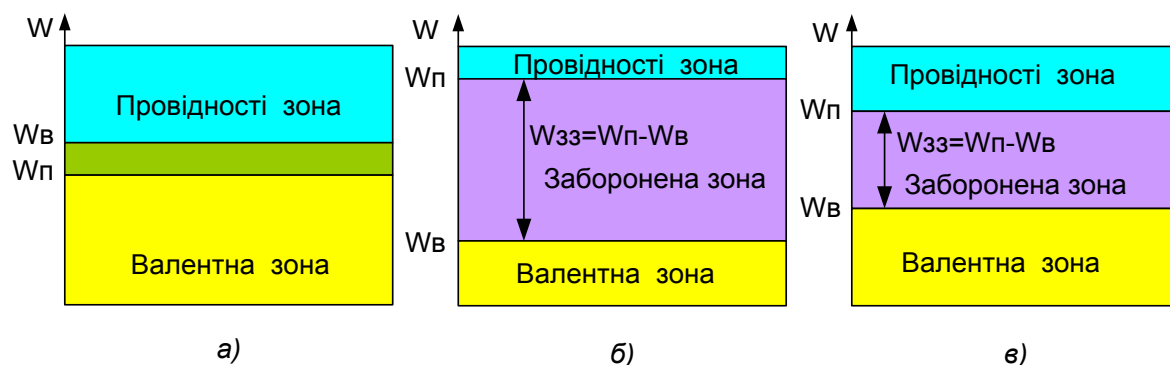


Рис. 1.1. Енергетичні зони для провідників (а), діелектриків (б) і напівпровідників (в)

валентна зона і зона провідності перекриваються (рис. 1.1, а). Валентні електрони легко переходять у зону провідності, що і забезпечує їх хорошу провідність уже при температурі абсолютного нуля (-273^0 С).

Діелектрики і напівпровідники відрізняються від провідників наявністю у них між ВЗ і ЗП ще забороненої зони (ЗЗ), в якій не можуть знаходитись електрони. Діелектрики і напівпровідники відрізняються між собою шириною ЗЗ ($W_{зз}$). До діелектриків (рис. 1.1, б) відносять матеріали, у яких $W_{зз} > 6$ еВ (електрон-вольт). Напівпровідникові матеріали, що знаходять технічне використання, мають $W_{зз} = (0,1 \div 3)$ еВ (рис. 1.1, в). Кремній має $W_{зз}(Si)=1,12$ еВ, германій – $W_{зз}(Ge)=0,72$ еВ, арсенід галію – $W_{зз}(AsGa)=1,41$ еВ.

При температурі абсолютного нуля енергія валентних електронів менша ширини ЗЗ і тому в зоні провідності відсутні електрони, а отже при таких умовах напівпровідники не проводять струм. З підвищенням температури провідність напівпровідників збільшується через зростання енергії валентних електронів до величини більшої ніж $W_{зз}$. Для виготовлення напівпровідникових приладів використовуються як прості (германій Ge, кремній Si, селен Se), так і складні (арсенід галію AsGa, фосфід галію GaP) матеріали.

Розглянемо структуру напівпровідників на прикладі кремнію, що є

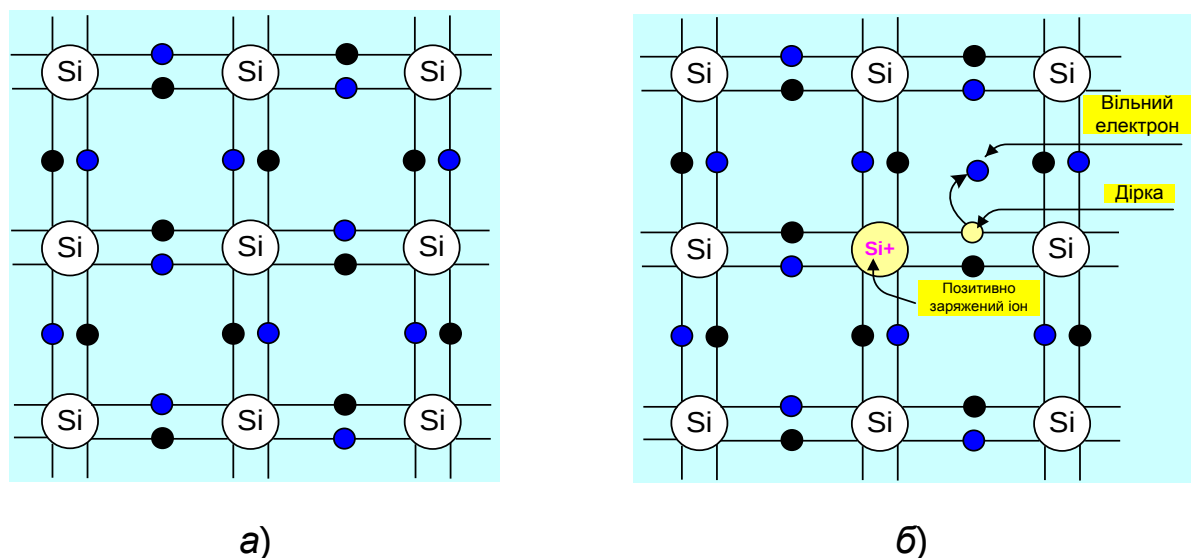


Рис. 1.2

елементом IV групи таблиці Менделєєва. Кристалічні комірки кремнію утворюють правильний тетраедр, у вузлах якого розміщені атоми на відстані $\approx 2,4 \cdot 10^{-10}$ см один від іншого. Зв'язок між атомами здійснюється за допомогою ковалентних (подвійних) зв'язків 4-х валентних електронів (рис. 1.2, а). При температурі абсолютного нуля і відсутності опромінення у напівпровідників відсутні вільні електрони. Внаслідок дії температури та інших чинників деякі валентні електрони, набуваючи енергію більшу за величину енергії забороненої зони, розривають ковалентні зв'язки і стають вільними, а атоми, що втратили електрони, перетворюються в позитивно заряджені іони. Ці позитивні заряди умовно приписуються розірваним ковалентним зв'язкам, які називаються дірками і зображуються кружками (рис. 1.2, б).

Якщо помістити напівпровідник в електричне поле, то виникає направлений рух електронів і дірок – електричний струм. Провідність чистих напівпровідників називається власною. Вона забезпечується в однаковій мірі дірками та електронами.

1.1.1. Домішкові напівпровідники

Процес внесення домішок до вихідного напівпровідника називають легуванням. В якості домішок використовують елементи III групи (*In*–індій, *Ga*–галій, *Al*-алюміній, *B*-бор) або V групи (*Sb* – стібій (сурма), *As*–арсен, *P*–фосфор) таблиці Менделєєва. Елементи III групи називають акцепторними, а V – донорними домішками.

Якщо деякі атоми кремнію замінити акцепторною домішкою (наприклад, 3-х валентним індієм), то з одним із атомів кремнію атом індію буде зв'язаний тільки за рахунок електрона кремнію, через те що *In* має тільки три валентних електронів, а сусідів у кристалі в нього чотири (рис. 1.3, а). У цьому випадку енергетичні рівні валентних електронів індію будуть перебувати у забороненій зоні кремнію поблизу його валентної зони (рис. 1.3, б). Енергетичні рівні індію не будуть перетворюватись в енергетичну зону через значну віддаленість їх поміж собою (один атом індію припадає на $10^6 \div 10^7$ атомів кремнію). Між енергетичним рівнем індію (акцептора) і валентною зоною кремнію має місце заборонена зона $W_a \approx 0,01$ еВ.

Енергетичні рівні індію при температурі абсолютного нуля будуть вільні

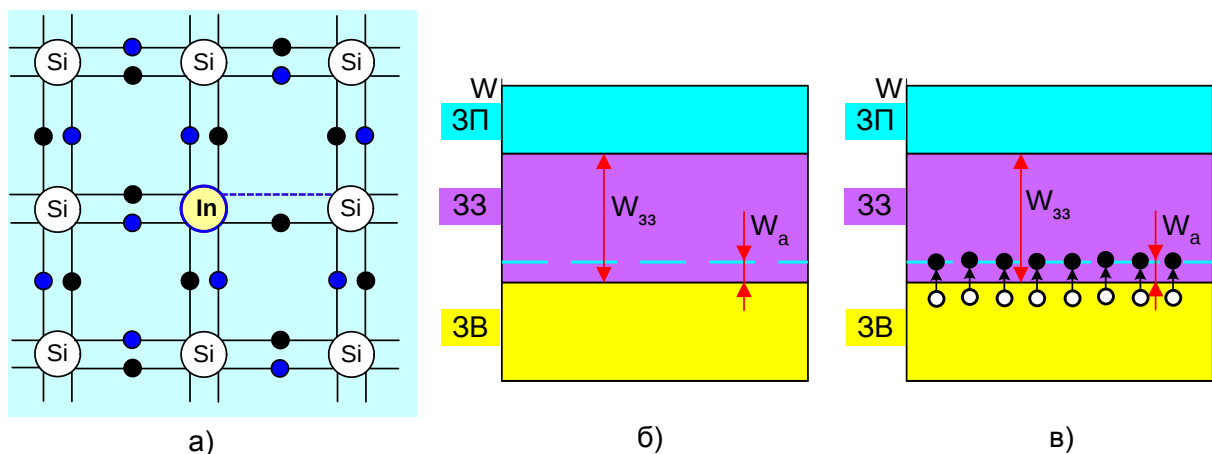


Рис. 1.3

від електронів. При підвищенні температури енергія валентних електронів кремнію зростає. При її величині більшій ніж W_a збуджені валентні електрони кремнію переходять на валентні рівні індію (рис. 1.3, в) а атоми кремнію

перетворюються в позитивно заряджені іони, тобто у валентній зоні кремнію з'являться дірки. При більш високих температурах розриваються ковалентні

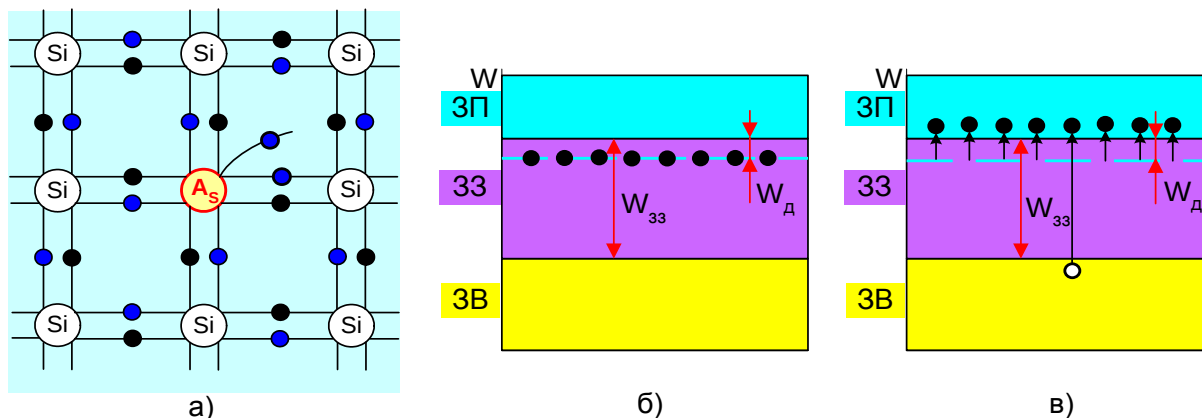


Рис. 1.4

зв'язки кремнію, що спричиняє появу додатково однакової кількості дірок у його валентній зоні і електронів у зоні провідності.

Таким чином, у напівпровідника з акцепторною домішкою (рис. 1.3, в) кількість дірок (p_p) буде більшою ніж електронів (n_p), що забезпечує в основному його діркову провідність. Дірки при цьому називаються основними носіями а електрони – неосновними. Напівпровідник з дірковою провідністю називають напівпровідником p -типу.

Якщо до кремнію ввести атоми п'ятивалентного елемента (наприклад, As – арсену), то чотири його валентних електронів будуть взаємодіяти з сусідніми атомами кремнію, а п'ятий – буде обертатися тільки навколо атома арсену (рис. 1.4, а). Валентні електрони п'ятивалентної домішки (донора) утворюють у верхній частині забороненої зони кремнію енергетичний рівень, який утворює із зоною провідності кремнію заборонену зону $W_d \approx 0,01$ eV (рис. 1.4, б). Через те, що одинарні зв'язки значно слабкіші ніж ковалентні, то уже при невеликих температурах ці зв'язки розриваються і електрони донорної домішки (арсена) стають вільними, тобто переходять у зону провідності кремнію (рис. 1.4, в). При більш високих температурах валентні електрони кремнію, в разі збільшення їх енергії на величину $>W_{33}$, також переходять у зону провідності, тобто у валентній зоні кремнію додатково з'являються дірки, а у зоні провідності – така ж кількість електронів

(рис. 1.4, в). Таким чином, у напівпровідників з донорними домішками кількість вільних електронів (n_n) буде значно більшою ніж дірок (p_n), що зумовлює в основному їх електронну провідність. Електрони через це називаються основними носіями зарядів, а дірки – неосновними. Домішкові напівпровідники з переважно електронною провідністю називаються напівпровідниками n -типу.

1.1.2. Електронно-дірковий (p - n) перехід

Якщо два напівпровідники з різними типами провідності привести до контакту, то на границі їх поділу буде мати місце різниця (градієнт) концентрації вільних носіїв зарядів одного знаку (рис. 1.5, а), тобто $p_p \gg p_n$ і $n_n \gg n_p$. За рахунок дифузії електрони з n області, де їх концентрація вища, будуть переміщуватись в область p , де їх концентрація нижча, рекомбінуючи там з дірками. Дірки p області, навпаки, будуть переходити в область n , рекомбінуючи там з електронами. В результаті таких переміщень на границі поділу напівпровідників в n області залишаються позитивно заряджені іони (атоми п'ятивалентних домішок, що втратили електрон), а в області p – негативно заряджені іони акцепторних домішок, які придбали електрони. Треба мати на увазі, що іони є нерухомі. Таким чином, дифузія основних носіїв заряду приводить до створення приграничного шару l (електронно-діркового або p - n переходу), одна сторона якого заряджена негативно (p -область), а інша – позитивно (n -область). Різниця потенціалів, створена цими зарядами називається контактною різницею потенціалів або потенціальним бар'єром ϕ_k (рис. 1.5, б). Цей бар'єр спричиняє гальмівну дію для основних і пришвидшуючу – для неосновних носіїв зарядів. При відсутності зовнішнього електричного поля внутрішнє поле переходу забезпечує рівність потоків носіїв (одного знаку) зарядів в обох напрямках, тобто рівність нулю сумарного струму через p - n перехід. Електрони, що рухаються до p - n переходу з боку n області, відштовхуються його від'ємними іонами, а дірки p області – позитивними іонами.

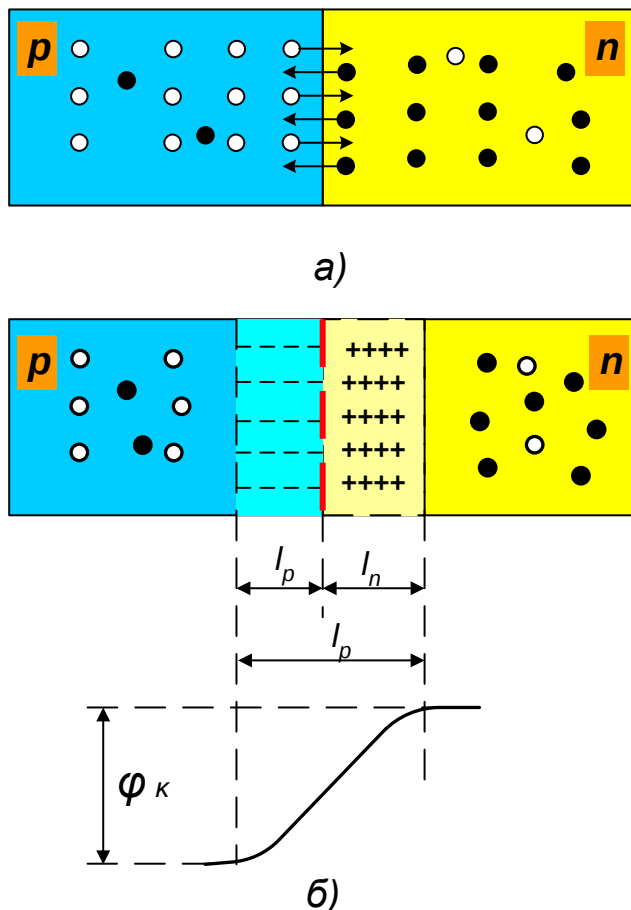


Рис. 1.5

Таким чином, p - n перехід це область на межі поділу двох напівпровідників з різними типами провідності, яка має відповідної ширини область збіднену рухомими носіями зарядів, володіє потенціальним бар'єром і значним внутрішнім опором.

Якщо концентрація домішок в p і n областях різна, то p - n перехід буде більш глибоко проникати в область з меншою концентрацією домішок, тобто $l_n \neq l_p$. Величина потенціального бар'єру ϕ_k залежить від співвідношення концентрації носіїв зарядів одного знаку з обох сторін переходу і визначається

співвідношенням

$$\phi_k = \phi_T \ln(p_p/p_n) = \phi_T \ln(n_n/n_p),$$

де $\phi_T = kT / q$ – тепловий потенціал,

k – стала Больцмана ($1,380662 \cdot 10^{-23}$ Дж/К),

T – температура в градусах Кельвіна,

q – заряд електрона ($1,6021892 \cdot 10^{-19}$ Кл).

У випадку, якщо $T = 293^0$ К (кімнатна температура), $\phi_T = 0,026$ еВ.

Потенціальний бар'єр ϕ_k кремнієвих напівпровідників має величину $\phi_{k(Si)} = 0,7 \div 0,8$ еВ, германієвих – $\phi_{k(Ge)} = 0,3 \div 0,4$ еВ, а їх ширина – доли мкм.

1.1.3. Вольт-амперна характеристика p - n переходу

Розглянемо вплив на p - n перехід зовнішньої напруги. Якщо до p - n переходу підвести зовнішню напругу, полярність якої направлена назустріч контактній різниці потенціалів p - n переходу (рис. 1.6, а), то дірки p області, відштовхуючись від додатного потенціалу зовнішнього джерела наближаються до p - n переходу. Це приводить до часткової їх рекомбінації з негативними іонами акцепторної домішки і звуження p - n переходу з боку p області. Аналогічно, електрони n області, зміщуючись під впливом негативного полюсу зовнішньої напруги до p - n переходу, рекомбінують з додатними іонами донорної домішки, звужуючи p - n перехід з боку n області.

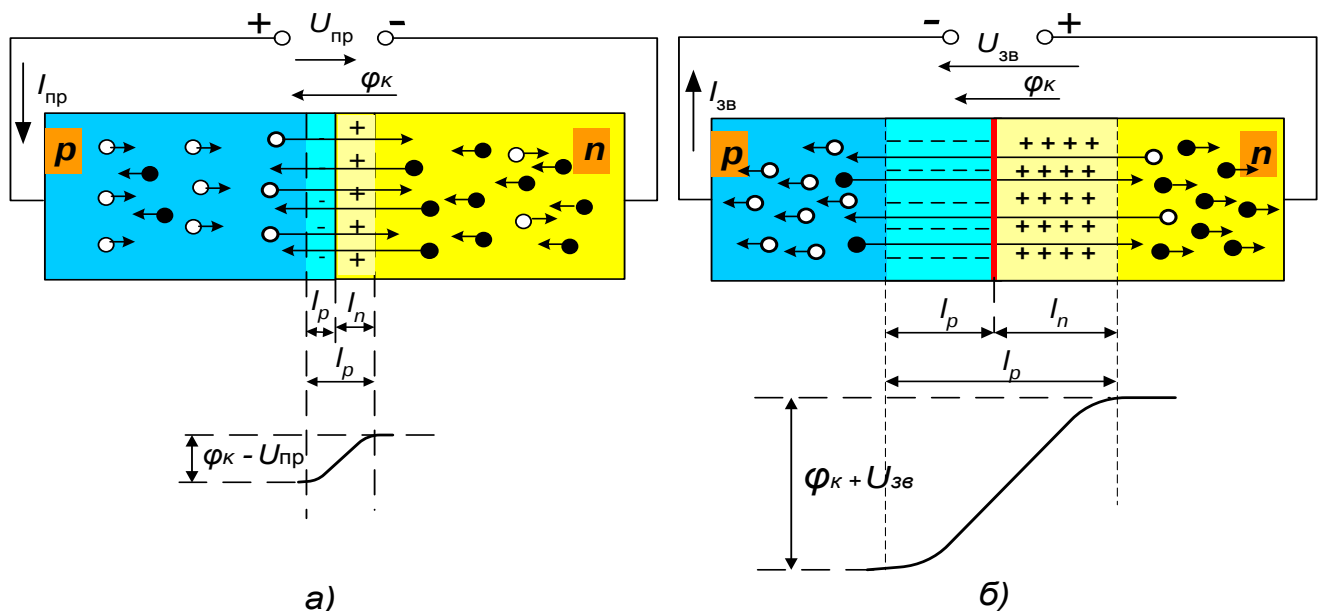


Рис. 1.6

У результаті потенціальний бар'єр p - n переходу зменшується, що приводить до збільшення дифузійних переміщень через нього основних носіїв зарядів. У даному випадку через p - n перехід та у зовнішньому колі буде протікати електричний струм, який називається прямим струмом $I_{пр}$ p - n переходу, а зовнішня напруга з розглянутою полярністю – прямою напругою $U_{пр}$. Величина потенціального бар'єру p - n переходу зменшиться на величину прямої напруг і буде дорівнювати $\phi_{p-n} = \phi_k - U_{пр}$.

Розглянутий процес називають інжекцією носіїв (зарядів). Інжекція – це перенесення основних носіїв заряду крізь p - n перехід у разі зниження його потенціального бар'єру.

Якщо змінити полярність зовнішнього джерела напруги на протилежну (у даному разі напругу будемо називати зворотною $U_{зв}$), то основні носії зарядів (дірки p області і електрони n області) будуть притягуватись до відповідних полюсів зовнішнього джерела напруги (рис. 1.6, б). Це приведе до розширення p - n переходу і збільшення його потенціального бар'єру на величину зовнішньої напруги $\phi_{p-n} = \phi_K + U_{зв}$. Неосновні носії зарядів (електрони p області і дірки n області) будуть відштовхуватись від полюсів зовнішнього джерела напруги і зміщуватися до p - n переходу. Поле p - n переходу чинить на неосновні носії зарядів притягальну дію, а тому вони цим полем (дрейфовим способом) будуть переміщуватись через p - n перехід і зумовлювати через нього і в зовнішньому колі струм, який називається зворотним струмом ($I_{зв}$) p - n переходу.

Явище переміщення носіїв заряду через перехід під дією напруги (електричного поля) називається екстракцією.

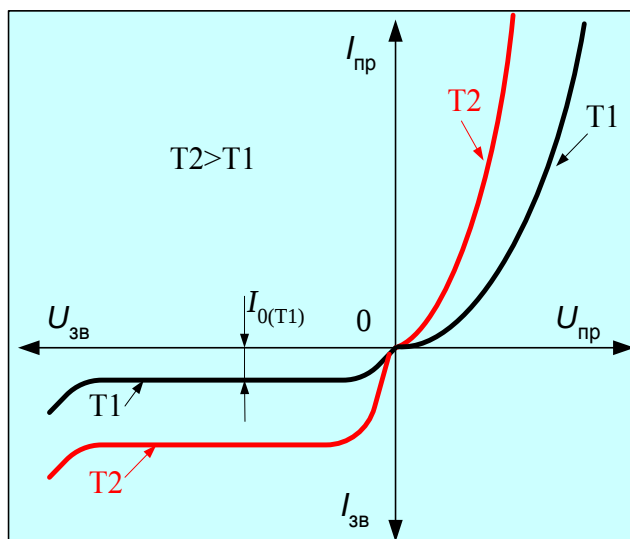


Рис. 1.7

Таким чином, зворотний струм є струмом неосновних носіїв, які, як відомо, в основному виникають під дією температури. Тому зворотний струм ще називають тепловим. Струм через p - n перехід визначається залежністю

$$I_{p-n} = I_0 \left(e^{\frac{\pm U_{зв}}{\phi_T}} - 1 \right),$$

де

I_0 – зворотній струм насичення,

“+” – відповідає прямій зовнішній напрузі,

“–” – відповідає зворотній зовнішній напрузі,

ϕ_T – тепловий потенціал.

Зв'язок між струмом і напругою $I=f(U)$ називається вольт-амперною характеристикою (ВАХ) p - n переходу.

На рис. 1.7 приведена вольт-амперна характеристика (ВАХ) p - n переходу, побудована згідно вище поданого виразу.

Як відомо, прямий струм p - n переходу утворюється основними зарядами, а зворотний – неосновними. Через те, що концентрація основних носіїв заряду на декілька порядків перевищує концентрацію неосновних носіїв, прямий струм на декілька порядків більший ніж зворотній. Цим зумовлюються вентильні властивості (одностороння провідність) p - n переходу.

Зворотний струм залежить від температури і може бути визначений залежністю

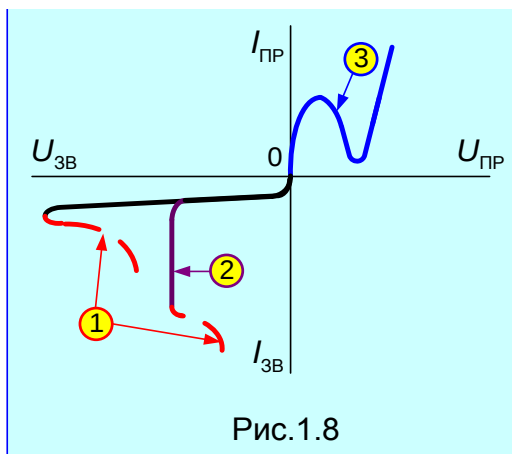
$$I_{ЗВ(T2)} = I_{ЗВ(T1)} 2^{(T2-T1)/10}, \text{ де}$$

$I_{ЗВ(T2)}$ – струм при температурі $T2$,

$I_{ЗВ(T1)}$ – струм при температурі $T1$.

З наведеного виразу слідує, що зворотний струм подвоюється в разі збільшення температури на кожні 10^0 С.

1.1.4. Пробої p - n переходу



Під пробієм p - n переходу розуміють явище різкого збільшення через нього струму. В залежності від причин, які спричиняють зростання струму через p - n перехід розрізняють тепловий, електричний і поверхневий пробої. Електричний пробій буває лавинним і тунельним.

Тепловий пробій зумовлюється збільшенням числа носіїв заряду в p - n переході за рахунок їх термогенерації, якщо відведення від переходу в навколишній простір в одиницю часу тепла буде меншим ніж його збільшення під дією струму (рис. 1.8, гілка 1). Це приводить до надмірного розігріву p - n переходу та його розплавлення. Такий пробій є незворотним.

Електричний пробій може бути лавинним або тунельним.

Лавинний пробій зумовлений лавинним розмноженням носіїв заряду в p - n пареході у разі ударної іонізації атомів швидкими носіями. Сутність його полягає в тому, що неосновні носії зарядів під дією зворотної напруги прискорюються полем p - n переходу і при русі в ньому зіштовхуються з атомами кристалічних ґраток напівпровідника.

При відповідній напруженості електричного поля ці носії заряду набувають енергію достатню для вибивання вторинних електронів з атомів кремнію або германію, тобто появи додаткових пар носіїв заряду – електронів і дірок. Останні, в свою чергу, прискорюються і при зіткненні з атомами також утворюють додаткові носії зарядів (гілка 2 на рис. 1.8). Цей процес може відбуватись у відносно широких p - n переходах і носить лавинний характер. Зростання струму переходу (збільшення рухомих носіїв заряду в p - n переході) приводить до зменшення його опору, внаслідок чого напруга на p - n переході залишається практично незмінною. Цей процес буде зворотним, якщо зростання струму не спричинить накопиченню тепла в p - n переході. У разі порушення рівноваги між накопиченням тепла в p - n переході і його віддачею в навколишнє середовище настає тепловий пробій (пунктирна частина гілки 2).

В основі тунельного пробою лежить явище безпосереднього відриву валентних електронів від атомів кристалічних ґраток під впливом сильного електричного поля. Утворені таким чином додаткові дірки і електрони збільшують струм через p - n перехід. Тунельний пробій відбувається у вузьких p - n переходах, в яких при порівняно невеликих напругах має місце висока напруженість електричного поля (рис. 1.8, гілка 3). В кремнієвих

напівпровідниках тунельний пробій настає при напруженостях $U_K \geq 4 \cdot 10^5$ В/см, а у германієвих – при $U_K \geq 2 \cdot 10^5$ В/см. Тунельний пробій є зворотним.

Поверхневий пробій виникає там, де перехід виходить на поверхню напівпровідникового кристала і за наявності поверхневого поля, що збільшує напруженість у поверхневих шарах переходу. Розподіл напруженості електричного поля в p - n переході може суттєво змінити заряди, що є на поверхні напівпровідника. Поверхневий заряд приводить до збільшення чи зменшення товщини p - n переходу. Через це на поверхні переходу може наступити пробій при напруженості поля значно меншої тій, яка потрібна для виникнення пробою в об'ємі. Значну роль при виникненні поверхневого пробою відіграють діелектричні властивості середовища, що межує з поверхнею напівпровідника (захисне покриття, забрудненість та ін.). Для зменшення імовірності поверхневого пробою необхідно використовувати захисне покриття з високою діелектричною сталою.

1.1.5. Ємності p - n переходу

Зазвичай виділяють дві ємності p - n переходу: дифузійну і бар'єрну. Дифузійна ємність – це ємність прямо зміщеного p - n переходу

$$C_D = dQ_z / dU_{пр} = I_{пр} \cdot \tau / \varphi_T,$$

де τ – час життя неосновних носіїв заряду.

Враховуючи, що

$$I_{пр} = I_0 \left(e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}} - 1 \right) \approx I_0 e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}},$$

величина дифузійної ємності дорівнює $C_D = I_0 e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}} \cdot \tau / \varphi_T$.

Таким чином, дифузійна ємність залежить від прямого струму, часу життя неосновних носіїв, прямої напруги і температури.

Зворотно зміщений p - n перехід характеризується бар'єрною ємністю

$$C_6 = dQ/dU_{3B} = (\xi_0 \cdot \xi_{HP} \cdot S_i / l) \sqrt{\phi_K / U_{3B}},$$

де ξ_0 і ξ_{HP} – відповідно діелектрична проникність вакууму і напівпровідника,

S_i – площа p - n переходу,

l - ширина p - n переходу,

ϕ_K – висота потенціального бар'єру,

U_{3B} – величина зворотної напруги.

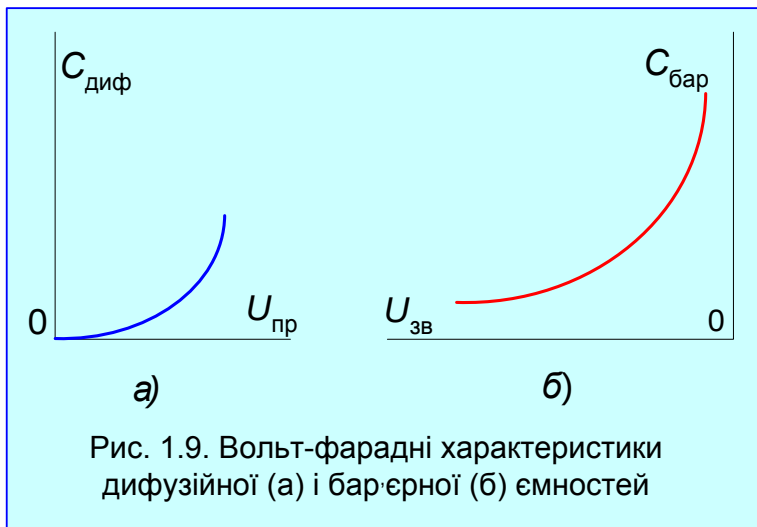


Рис. 1.9

прямій і зворотній напругах.

З наведеної формули виходить, що бар'єрна ємність з ростом напруги зменшується. Залежність ємності p - n переходу від прикладеної напруги називається вольт-фарадною характеристикою (ВФХ). На рис.1.9 зображені ВФХ при

Запитання для самоконтролю

1. Назвіть енергетичні зони в твердому тілі і дайте їм характеристику.
2. Чим відрізняються енергетичні зони у провідниках, діелектриках і напівпровідниках?
3. Поясніть, чому напівпровідники при температурі абсолютного нуля не проводять струм.
4. Назвіть напівпровідникові матеріали. До яких груп таблиці Менделєєва належать ці хімічні елементи?
5. Поясніть явище власної провідності напівпровідників.
6. Які носії заряду існують у напівпровідниках?
7. Охарактеризуйте явище домішкової провідності напівпровідників.

8. Поясніть, як утворюються напівпровідники n -типу і p -типу.
9. Поясніть властивості напівпровідників n -типу і p -типу. Які носії електричних зарядів у них є основними, а які – неосновними?
10. Що таке напівпровідники? Чим вони відрізняються від провідників і діелектриків?
11. Поясніть явища генерації і рекомбінації зарядів у напівпровідниках.
12. Чим визначається провідність домішкових напівпровідників p - і n -типу?
13. Поясніть, чому кремній має більшу перевагу ніж германій.
14. Що називають електронно-дірковим (p - n) переходом? Поясніть його структуру та основні властивості.
15. Що таке пряме та зворотне включення електронно-діркового переходу?
16. Як змінюється потенціальний бар'єр і ширина електронно-діркового переходу залежно від прямого та зворотного включення?
17. Поясніть, що являє собою електричний та тепловий пробіи p - n переходу.
18. В яких p - n переходах може виникати тунельний пробій?
19. Нарисуйте і поясніть вольт-амперну характеристику p - n переходу.
20. Поясніть залежність прямої і зворотної гілок вольт-амперної характеристики p - n переходу від температури.
21. Поясніть сутність лавинного пробію. В яких p - n переходах він може виникати?
22. Поясніть сутність дифузійної і бар'єрної ємностей p - n переходу.

Тема 1.2. Напівпровідникові прилади

В даний час функції ключових елементів виконують різні типи напівполупровідникових приладів. До силових ключових електронних приладів відносяться прилади розраховані на максимальні значення середнього або діючого струму більше 10 А. За функціональними можливостями силові дискретні напівпровідникові прилади можна поділити на три основних типи: діоди, транзистори та тиристори. Силовий діод - це напівпровідниковий прилад, що забезпечує односторонню провідність електричного сигналу. Його можна вважати некерованим ключем.

Транзистор - це керований напівпровідниковий прилад, який може працювати як у ключовому, так і в підсилювальному режимах. Він є універсальним напівпровідниковим приладом інтегральних та силових схем.

Тиристор - керований напівпровідниковий прилад, що використовується тільки в ключовому режимі.

Класифікація силових напівпровідникових елементів представлена на рис. 1.10.

Основними елементами силової електроніки є напівпровідникові прилади, характеристики яких наближені до характеристики ключового елемента. Дія ключового елемента полягає у тому, що у ввімкненому стані він має дуже малий опір, а в розімкненому - дуже великий. Основними параметрами ключового елемента є наступні:

- опір у ввімкненому стані $R_{\text{вкл}}$;
- опір у розімкненому стані $R_{\text{викл}}$;
- залишкова напруга у ввімкненому стані;
- швидкодія, яка визначається часом перемикавання;
- втрати потужності.

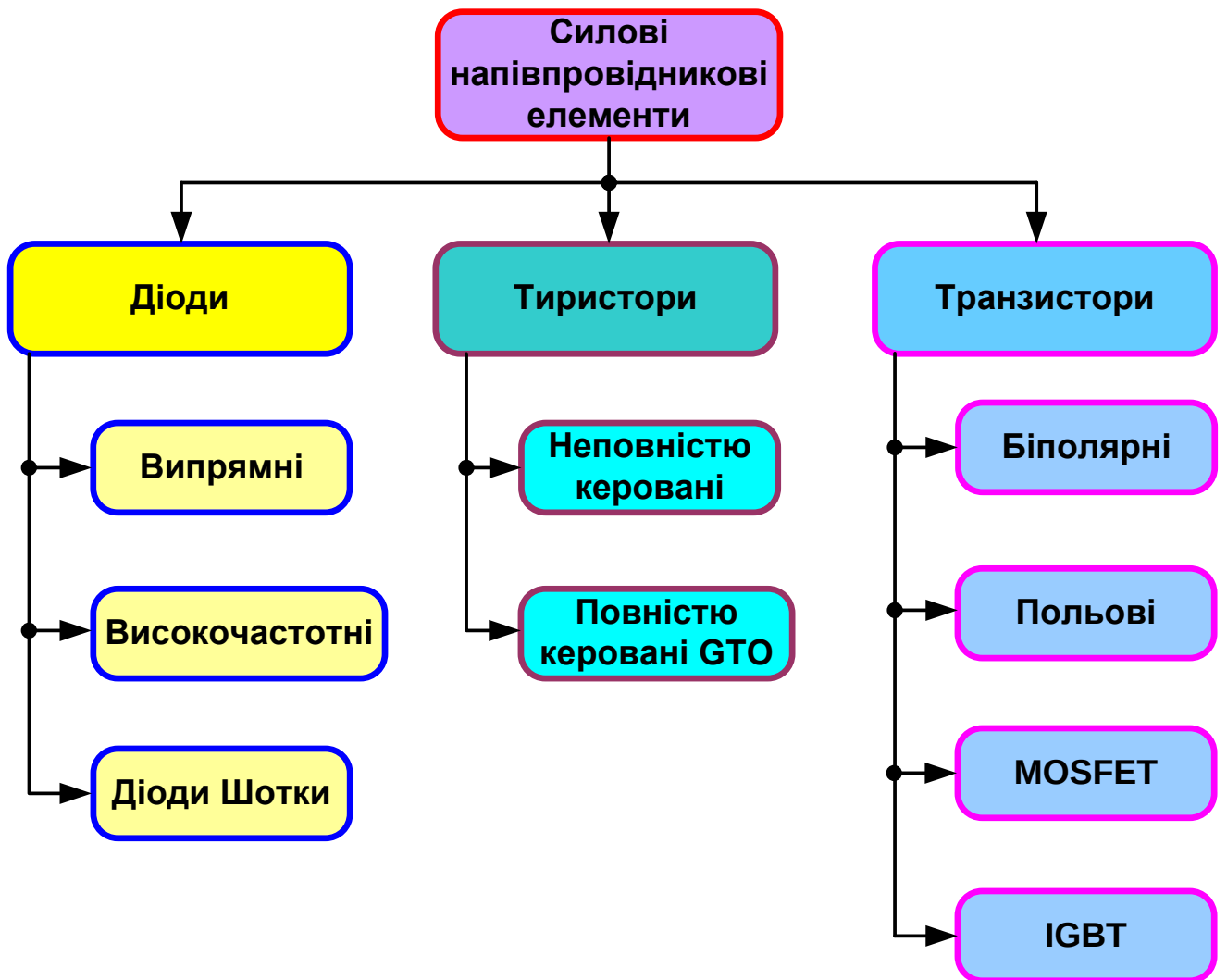


Рис. 1.10. Класифікація силових напівпровідникових елементів

Вольт-амперна характеристика "ідеалізованого" ключового елемента зображена на рис. 1.11, б).

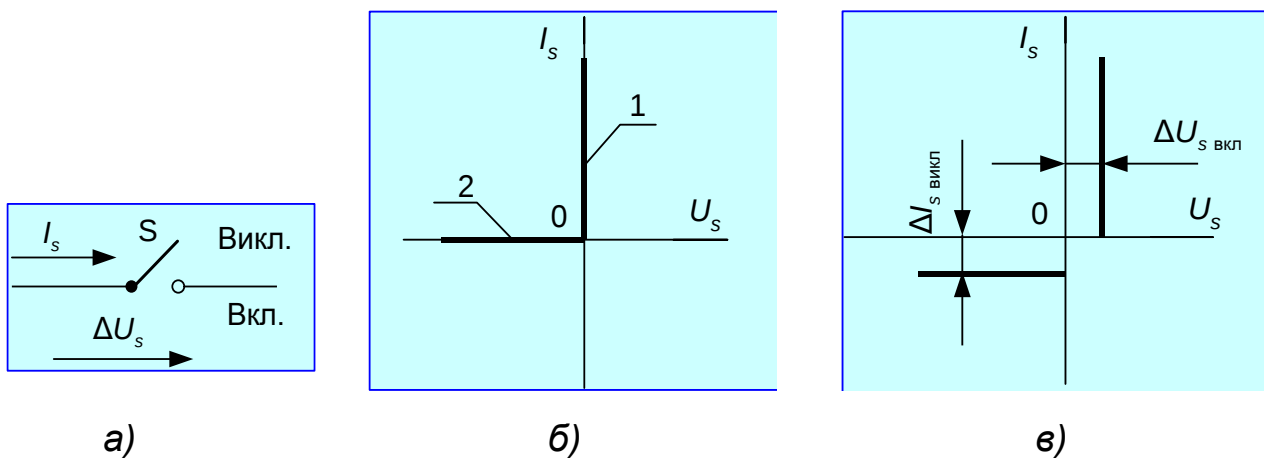


Рис.1.11. Зображення ключового елемента (а), вольт-амперна характеристика ідеального (б) і реального (в) ключових елементів

Такі ключі мають два стійких станів: включений, при якому $R_{\text{вкл}}=0$ (відрізок 1 на вольт-амперній характеристиці), і виключений, при якому $R_{\text{вкл}}=\infty$ (відрізок 2). При цьому перехід "ідеалізованого" ключового елемента зі стану виключено у стан включено і навпаки відбувається миттєво. Втрати потужності на "ідеалізованому" ключі відсутні. У реальних ключових елементах $R_{\text{вкл}} \neq 0$ і $R_{\text{вкл}} \neq \infty$, а перемикання із одного стану в інший відбувається не миттєво. Вольт-амперна характеристика такого елемента зображена на рис. 1.11, в. Наявність падіння напруги при включеному стані $\Delta U_{\text{вкл}}$ і струму у виключеному стані $\Delta I_{\text{вкл}}$ зумовлюють втрати потужності в

ключі в провідному і непровідному станах.



Рис. 1.12

Напівпровідниковим діодом називають напівпровідниковий прилад з одним $p-n$ переходом і двома виводами.

За функціональним призначенням, принципом створення $p-n$ переходу і використанню тих чи інших його властивостей діоди діляться на випрямні, імпульсні, високочастотні, стабілітрони, тунельні, варикапи, діоди Шотки, світлодіоди фотодіоди та інші. Умовні графічні зображення діодів на схемах приведені на рис. 1.12. Більшість діодів виготовляють

на основі несиметричних p - n переходів. Вивід від p області називають анодом (А), а від n області – катодом (К). Розглянемо особливості побудови, характеристики і параметри найбільш вживаних діодів.

1.2.1. Випрямні діоди

Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти. Електронно-дірковий перехід таких діодів має площинну конструкцію, щоб пропускати великі струми, і виготовляється на високоомному матеріалі (для витримання великих зворотних напруг). Вони виготовляються на основі несиметричних p - n переходів.

Область з малою концентрацією домішок називається базою і має опір $r_b = 1 \div 30$ Ом, а область з великою концентрацією домішок – емітером. Опір емітера r_e (рис.1.13, а) через велику концентрацію домішок дуже малий, а тому ним будемо нехтувати. Струм через діод визначається виразом

$$I = I_0 \left(e^{\frac{\pm U_{\text{зов}} - I_{\text{пр}} \cdot r_b}{\varphi_T}} - 1 \right), \text{ де}$$

I_0 – зворотній струм насичення,

“+” – відповідає прямій зовнішній напрузі,

“–” – відповідає зворотній зовнішній напрузі,

r_b - опір базової області,

φ_T – тепловий потенціал.

Збільшення прямої напруги знижує висоту потенціального бар'єру p - n переходу (в кремнієвих діодах потенціальний бар'єр дорівнює приблизно 0,7 еВ), в результаті він перестає впливати на величину прямого струму. Прямий струм через діод буде визначатися лише величиною r_b і лінійно залежати від прямої напруги $U_{\text{пр}}$, рис. 1.13, б. Цей відрізок ВАХ називається омичним і є робочим.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- $I_{\text{прср}}$ – максимальне значення прямого струму через діод;

- $I_{зв}$ – зворотній струм через діод при максимальній температурі;

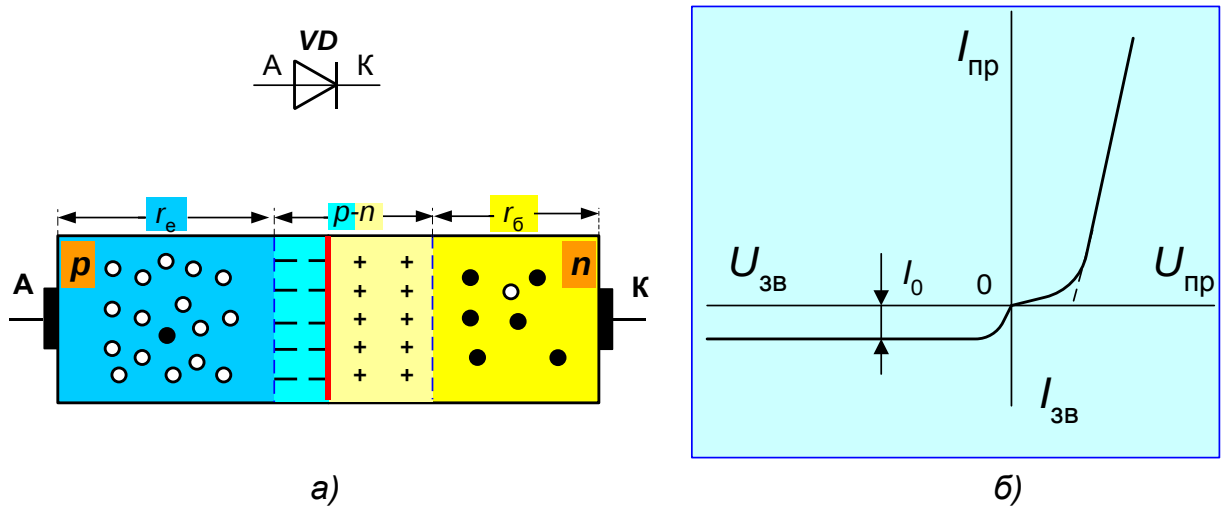


Рис. 1.13

- $U_{пр}$ – середнє значення спаду напруги на діоді при $I_{прср}$;
- $U_{зв\ max}$ – максимально допустима зворотна напруга;
- $C_{бар}$ – величина бар'єрної ємності при заданій напрузі і частоті;
- f_{max} – максимальна робоча частота;
- ΔT – інтервал робочих температур.

1.2.2. Діоди Шотткі

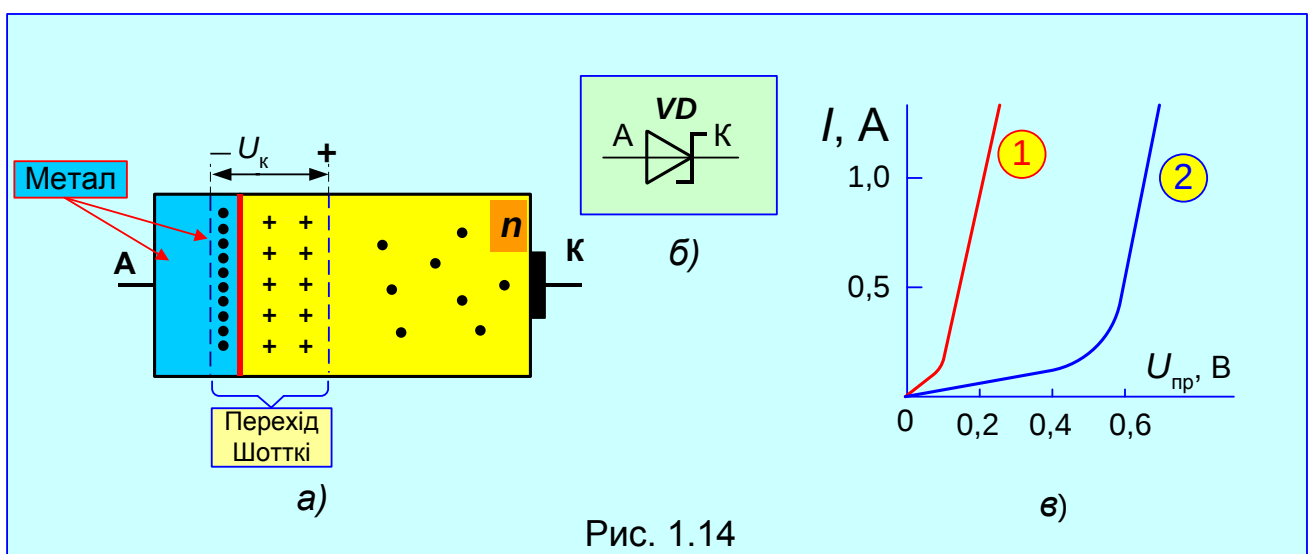


Рис. 1.14

В діодах Шотткі використовується перехід метал-напівпровідник, на відміну від звичайних діодів, де використовується перехід між напівпровідниками p - і n - типу.

Діоди Шотткі виготовляються на основі кремнію (Si) або арсеніду галію ($GaAs$). Величина контактної різниці потенціалів (потенціального бар'єру) на межі метал-напівпровідник діода Шотткі залежат від вибору металу для контакту з напівпровідником і може мати величину 0,2 ... 0,4 еВ.

Структура метал - напівпровідник n -типу приведена на рис. 1.14, а. При контакті двох матеріалів з різною роботою виходу електронів електрони переходять з матеріалу з меншою роботою виходу в матеріал з більшою роботою виходу. Якщо робота виходу електронів у метала більша ніж у напівпровідника, то переважним буде переміщення електронів з напівпровідника в метал. В результаті метал заряджається негативно, а залишені в напівпровіднику додатні іони донорного домішку утворюють у його приграничному шарі додатній потенціал. Таке розмежування зарядів утворює контактну різницю потенціалів U_k (потенціальний бар'єр), який гальмує подальшому переміщенню електронів з напівпровідника в метал. Через різку різницю концентрації вільних електронів по обидві сторони від контакту практично все падіння напруги приходить на приконтактну область напівпровідника. Прикладена зовнішня напруга змінює висоту бар'єра тільки з боку напівпровідника.

У результаті тонкий приграничний шар напівпровідника збіднюється носіями зарядів. Таким чином, на межі контакту металу з напівпровідником утворюється перехід, аналогічний p - n переходу. Між металом і напівпровідником виникає контактна різниця потенціалів $U_k = \phi_{0M} - \phi_{0H}$.

Якщо до такого переходу прикласти зворотню напругу, полярність якої співпадає з U_k , то ширина збідненого шару збільшиться, а його опір зросте. Величина зворотного струму діодів Шотткі складає одиниці мікроампер. Якщо прикласти пряму напругу, то вона буде зменшувати ширину і знижувати висоту потенціального бар'єра, в результаті чого через перехід потече струм.

Особливістю випрямляючих переходів метал-напівпровідник, відрізняючих їх від p - n переходів, є відсутність інжекції неосновних носіїв у напівпровідник при прямих напругах.

Вольт-амперна характеристика переходу Шотткі (характеристика 1 на рис. 1.14, в) подібна до вольт-амперної характеристики p - n переходу (характеристика 2 на рис. 1.14, в), але відрізняється значно меншим падінням напруги.

Перехід метал-напівпровідник має ряд властивостей відмінних від властивостей напівпровідникового p - n переходу. До них відносяться:

- мале падіння напруги при прямому включенні (близько 0,2-0,4 В);
- бар'єр Шотткі також має меншу електричну ємність переходу, що дає можливість помітно підвищити робочу частоту діодів Шотткі;
- дуже маленький заряд зворотного встановлення, що пояснюється

відсутністю дифузії пов'язаної з інжекцією неосновних носіїв, тому що у них використовуються тільки основні носії зарядів, і, відповідно, у них немає накопичення неосновних носіїв заряду в його областях при прямій напрузі і, відповідно, розсмоктування цього заряду при зміні знаку напруги. Це збільшує швидкодію діодів Шотткі. Час встановлення зворотного опору таких діодів при використанні кремнія і золота дорівнює не більше 10 нс.

Недоліком діодів Шотткі є те, що, у порівнянні зі звичайними кремнієвими діодами, вони характеризуються більшими зворотними струмами, які зростають при підвищенні температури кристала.

Допустима зворотна напруга випускаємих діодів Шотткі обмежена 1200 В. На практиці вони в основному використовуються в низьковольтних колах при зворотній напрузі одиниці - десятки вольт.

1.2.3. Стабілітрони

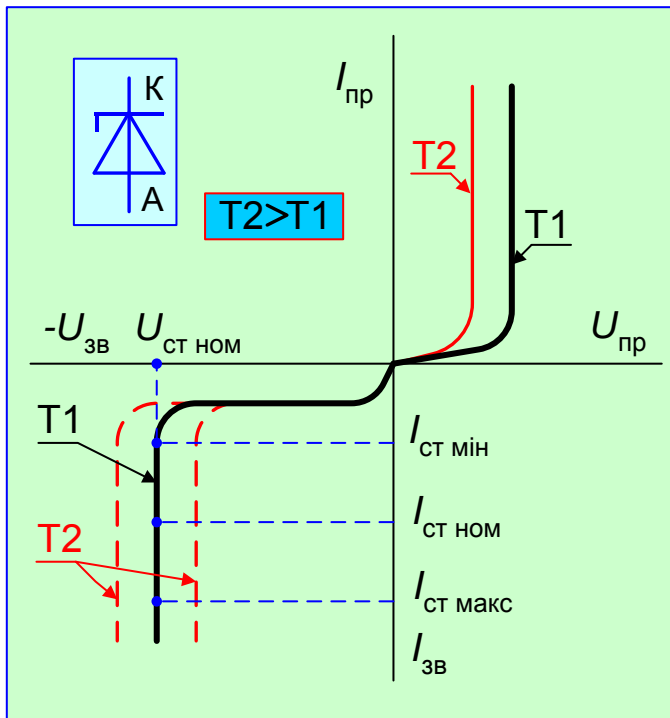


Рис. 1.15

Стабілітрон це напівпровідниковий діод, робота якого базується на використанні явища електричного пробою p - n переходу. У низьковольтних стабілітронів (з малим опором бази) найбільш можливий тунельний пробій, а у стабілітронів з високоомною базою пробій має лавинний характер.

На рис. 1.15 наведене умовне зображення стабілітрона та його вольт-амперна характеристика.

Робочим участком є зворотна гілка вольт-амперної характеристики.

Основні параметри стабілітронів:

$U_{ст.ном}$ – номінальна напруга стабілізації,

$I_{ст.мін}$ – мінімальний струм стабілітрона,

$I_{ст.ном}$ – номінальний струм стабілітрона,

$I_{ст.макс}$ – максимальний струм стабілітрона,

$r_d = dU_{ст} / dI_{ст}$ – динамічний опір на ділянці стабілізації,

$\alpha_{ст} = \pm (\Delta U_{ст} / U_{ст.ном} \cdot \Delta T) \cdot 100 [\%]$ – температурний коефіцієнт напруги

(ТКН), який визначається як відношення відносної зміни напруги при зміні температури на ΔT (зазвичай $\Delta T = 1^\circ \text{C}$).

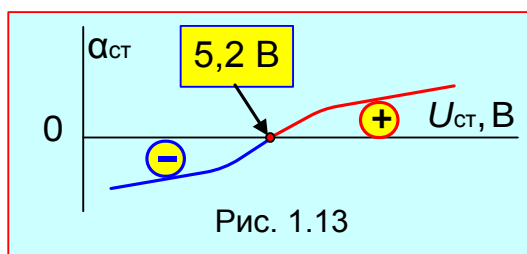


Рис. 1.16

Знак ТКН стабілітронів залежить від величини напруги стабілізації (рис. 1.16). Прямі гілки ВАХ

стабілітронів завжди має від'ємний ТКН.

1.2.4. Фотодіоди

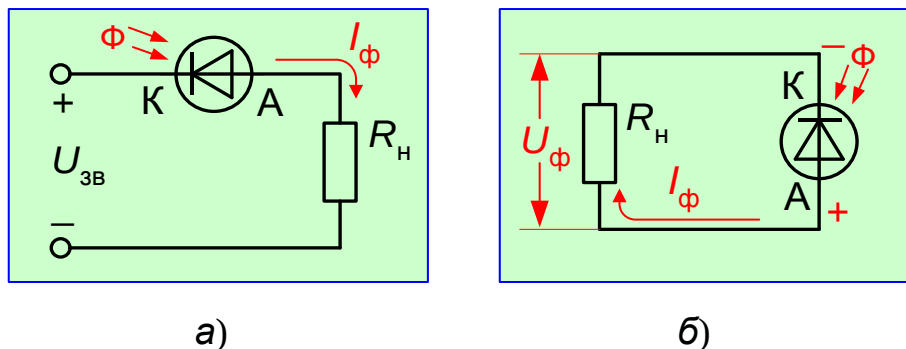


Рис. 1.17

Фотодіоди – це фотоелектричні прилади з одним p - n переходом, параметри яких змінюються під дією квантів променевої енергії. залежить від величини напруги (рис. 1.17). Робота фотодіодів базується на явищі внутрішнього фотоефекту, сутність якого полягає в іонізації атомів кристалічних ґраток напівпровідника чи домішок у ньому квантами променевої енергії. У разі іонізації атомів вихідного напівпровідника генеруються електронно-діркові пари, які підвищують провідність напівпровідника. Фотоефект виникає у разі перевищення енергії квантів світла ширини забороненої зони.

Фотодіод може працювати як із зовнішнім джерелом живлення (фотодіодний режим, або режим фотоперетворювача, рис. 1.17, а) так і без нього (режим фотогенератора, рис. 1.17, б).

Фотодіодний режим. При відсутності освітлення і наявності на фотодіоді зовнішньої зворотної напруги буде мати місце темновий струм I_0 , що є зворотним струмом p - n переходу. За наявності освітлення електрони і дірки, визвані світловим збудженням, збільшать струм через p - n перехід. Чим більший світловий потік, тим більший фотострум через діод (рис. 1.18).

Режим фотогенератора (рис. 1.17, б). У разі освітлення p - n переходу за рахунок іонізації з'являються дірки і електрони, які полем p - n переходу виштовхуються за його межі (дірки в p область, а електрони в n область) і утворюють на його виводах фото електрорушійну силу E_ϕ , величина якої

залежить від властивостей напівпровідника (ширини забороненої зони, часу життя і рухомості носіїв заряду), інтенсивності падаючого світла та інших параметрів. При підключенні навантаження в ньому виникає струм, величина якого залежить від величини світлового потоку Φ . Напруга на зовнішніх затискачах фотодіода дорівнює висоті потенціального бар'єру U_k , який для

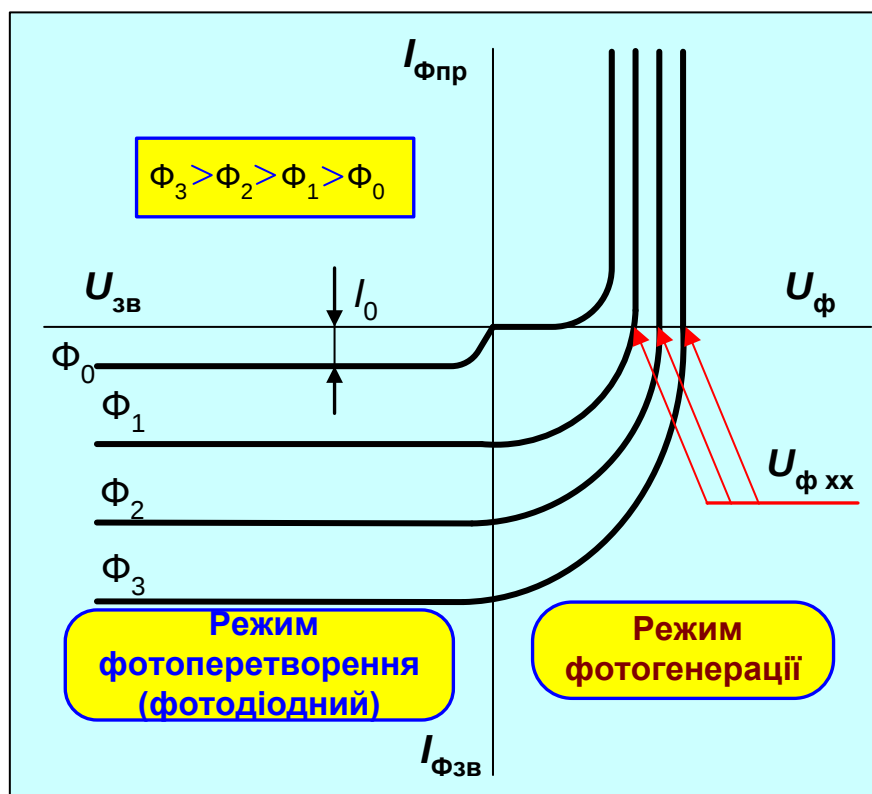


Рис.1.18

кремнієвих фотодіодів дорівнює приблизно 0,7 В.

Режим фотогенератора широко використовується при виготовленні сонячних батарей.

1.2.5. Світлодіоди

Світлодіоди – це напівпровідникові прилади, які, за рахунок процесів що відбуваються в p - n

переході при протіканні через нього прямого струму, генерують оптичне випромінювання. Випромінювання відбувається за рахунок рекомбінації носіїв заряду у високоомній області (базі).

Неосновні носії заряду, які інжектуються з емітера, рекомбінують у базі з основними носіями заряду (переходять із зони провідності у валентну зону). При цьому випромінюється вивільнена енергія у вигляді квантів світла. Довжина хвилі λ випромінювального світла однозначно визначається енергією кванта, яка приблизно дорівнює ширині забороненої зони напівпровідника. Колір випромінювального світла визначається довжиною хвилі λ , яка залежить від матеріалу напівпровідника. Наприклад, світлодіоди

із арсеніду галію ($\lambda=0,9\div1,4$ мкм) випромінюють інфрачервоне випромінювання, з фосфіду галію ($\lambda=0,7$ мкм) – червоне, з карбіду кремнію ($\lambda=0,53$ мкм) – жовто-зелене випромінювання. Світлодіоди широко використовуються в якості індикаторних приладів та швидкодіючих джерел світла (їх перемикання відбувається за $10^{-7}\div10^{-9}$ с). Умовне зображення світлодіода показано на рис. 1.12.

1.2.6. Варикапи

Варикапи – це напівпровідникові прилади, що використовуються в якості керованої електричною напругою ємності. Варикапи працюють при зворотній напрузі на $p-n$ переходах. Умовне зображення варикапа показано на рис. 1. 12.

1.2.7. Біполярні транзистори (БТ)

1.2.7.1. Класифікація і принцип дії БТ

Біполярний транзистор – це тришарова структура $p-n-p$ або $n-p-n$ типу, яка має два $p-n$ переходи і виводи від кожного шару. За послідовністю чергування типу шарів біполярні транзистори поділяються на $p-n-p$ (рис. 1.19, а) та $n-p-n$ транзистори (рис. 1.19, б). На цьому ж рисунку наведено умовні графічні зображення транзисторів на принципових електричних схемах та їх символічне позначення (VT).

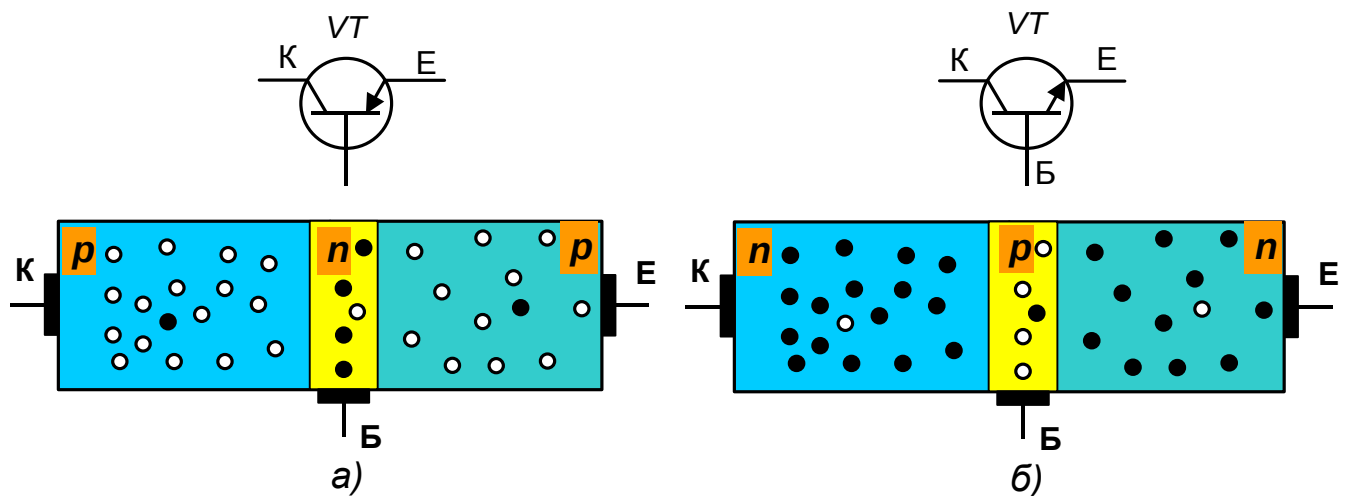


Рис. 1.19

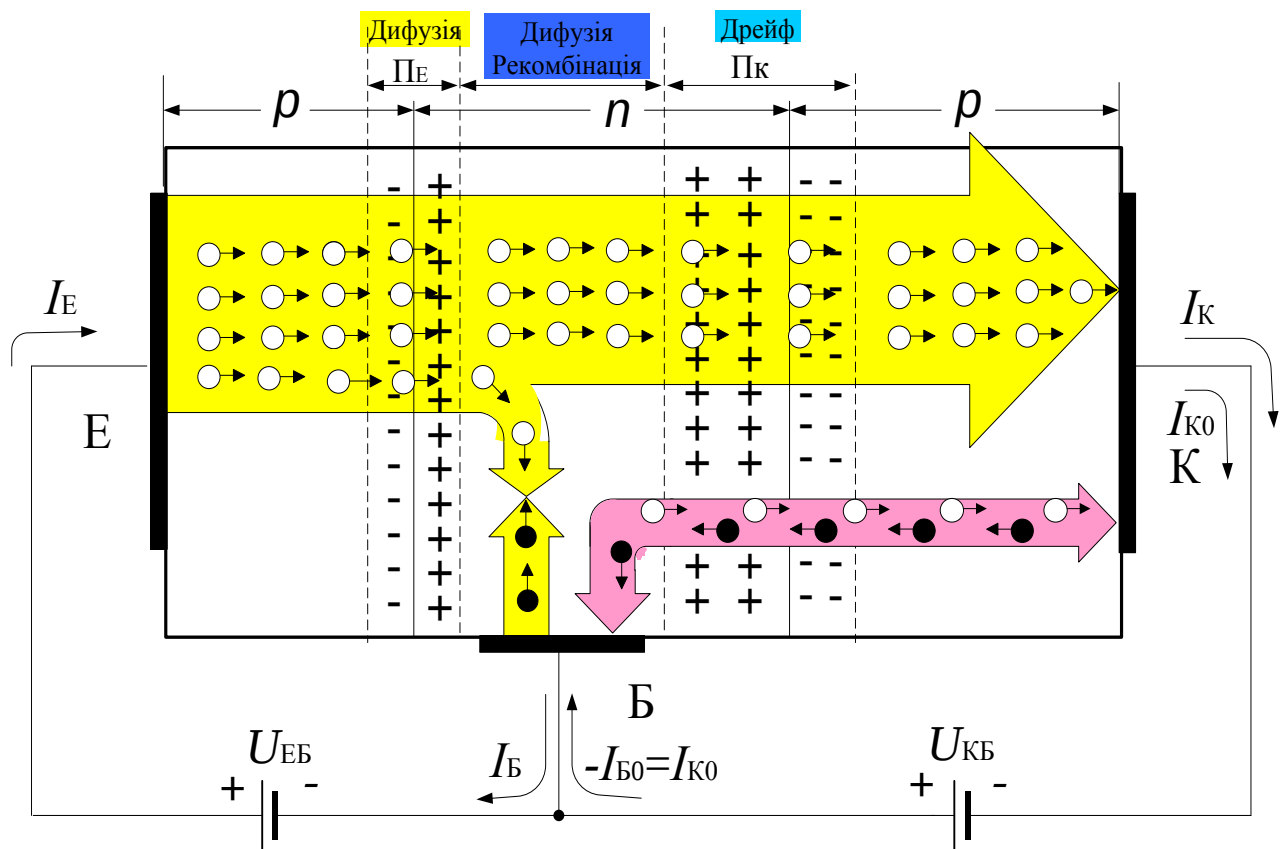
Шар, що є джерелом носіїв заряду (електронів або дірок), називається емітером (Е), шар, який збирає заряди називається колектором (К), а центральний шар – базою (Б). Назву біполярний транзистор має тому, що струм у нього створюється двома типами носіїв заряду: дірками і електронами. Надалі слово біполярний будемо опускати. У будові емітера, бази і колектора є свої особливості. Виготовляючи транзистор, концентрацію основних носіїв в емітері (введенням домішки) роблять більшою ніж у колекторі, а концентрація основних носіїв у базі набагато менше ніж в колекторі, а тим більше ніж в емітері. Крім того, ширина бази не перевищує довжини вільного пробігу носіїв заряду.

Електронно-дірковий перехід між емітером і базою називається емітерним, а між базою і колектором - колекторним. На умовному зображенні транзисторів емітер позначається стрілкою, яка завжди направлена від p області до n області.

Робота біполярного транзистора. Розглянемо роботу транзистора на прикладі $p-n-p$ структури (рис. 1.20). Шари напівпровідників утворюють два $p-n$ переходи: Емітений (Π_E) і колекторний (Π_K). Полярність зовнішніх джерел U_{BE} і U_{KB} вибираються такими, щоб емітерний перехід був зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному. Це приводить до зменшення потенціального бар'єру емітерного переходу і збільшення потенціального бар'єру колекторного переходу. В результаті зменшення бар'єру емітерного переходу відбувається дифузія дірок з емітера в базу і електронів із бази в емітер. Електронною складовою дифузійного струму через емітерний перехід можна знехтувати, тому що $p_p \gg n_n$. Таким чином, струм емітера I_E утворюється за рахунок дифузійного переміщення дірок через емітерний перехід.

Під дією сил дифузії дірки рухаються через базу в напрямку колектора, частково рекомбінуючи з електронами бази. Електрони в базу поповнюються з джерела U_{EB} , утворюючи базовий струм I_B . Оскільки база є тонкою і має малу концентрацію домішок, то основна частина дірок інжектованих емітером досягає колекторного переходу. Полем колекторного переходу, зміщеного

у зворотному напрямку джерелом $U_{КБ}$, дірки переміщуються (дрейфують) у колекторний шар, створюючи колекторний струм I_K , тобто емітерний струм дорівнює сумі колекторного і базового струмів і їх зв'язок підпорядкований



ПЕ - емітерний $p-n$ перехід

○→ - дірки

ПК - колекторний $p-n$ перехід

←● - електрони

Рис.1.20

першому закону Кірхгофа $I_E = I_K + I_B$.

Відношення колекторного струму I_K транзистора до емітерного струму I_E називається коефіцієнтом передачі струму емітера $\alpha = I_K / I_E$.

Коефіцієнт α менший одиниці і знаходиться в межах 0,9...0,999.

На основі наведених виразів можна визначити зв'язки між колекторним і базовим, а також емітерним і базовим струмами:

$$I_K = [\alpha / (1 - \alpha)] I_B = \beta \cdot I_B ; \quad I_E = [1 / (1 - \alpha)] \cdot I_B = (1 + \beta) \cdot I_B,$$

де $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом.

Коефіцієнт підсилення струму бази транзисторів більшості транзисторів знаходиться у межах 50...200.

Присутність у базовій та колекторній областях власних неосновних носіїв заряду, для яких зворотно зміщений перехід є пришвидшуючим, приводить до появи додаткової некерованої складової струму колектора I_{K0} (рис. 1.20). Оскільки основною причиною появи неосновних носіїв заряду є температура, то цей струм ще називають тепловим. У базовому колі тепловий струм направлений назустріч базовому струму, що зменшує його величину. Таким чином, загальний струм колектора складається з керованої (βI_B) і некерованої (теплової I_{K0}) складових $I_K = \beta \cdot I_B + I_{K0}$. Базовий струм з урахуванням теплової складової буде дорівнювати:

$$I_B = I_E / (1 + \beta) - I_{K0} = I_K / \beta - I_{K0}.$$

У транзисторах *n-p-n* типу назви і функції усіх трьох шарів аналогічні розглянутого *p-n-p* транзистора, змінюється тільки тип носіїв заряду і полярність зовнішніх джерел живлення.

1.2.7.2. Схеми вмикання і основні параметри БТ

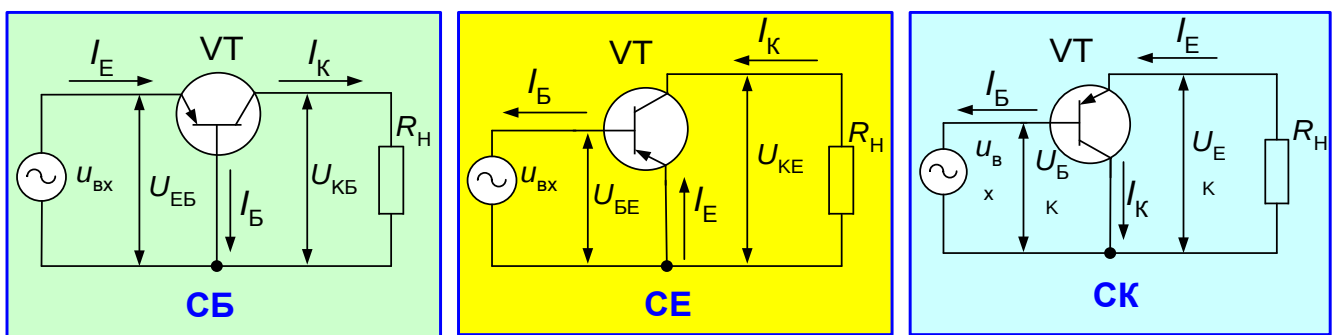


Рис. 1.21

В залежності від того, який електрод транзистора є спільним для вхідного і вихідного кіл, транзистори у схемах можуть вмикатись трьома способами: за схемою зі спільною базою (СБ), за схемою зі спільним емітером (СЕ) та за схемою зі спільним колектором (СК), рис.1.21. Схеми вмикання наведені для сигналу напруги змінного струму.

Основні параметри транзисторів в залежності від схеми вмикання наведені в таблиці.

На практиці найбільш широко використовується схема вмикання

Схема Параметри	СБ	СЕ	СК
$K_I = I_{\text{ВІХ}} / I_{\text{ВХ}}$	$\alpha = \beta / (1 + \beta) < 1$	$\beta > 1$	$1 + \beta$
$K_U = U_{\text{ВІХ}} / U_{\text{ВХ}}$	$\gg 1$	> 1	< 1
$K_P = K_I \cdot K_U$	> 1	$\gg 1$	> 1
$R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}$	$(10^{-1} \div 10^1) \text{ Ом}$	$(10^1 \div 10^3) \text{ Ом}$	$(10^3 \div 10^5) \text{ Ом}$
$R_{\text{ВІХ}}$	$(10^3 \div 10^6) \text{ Ом}$	$(10^2 \div 10^3) \text{ Ом}$	$(10^{-1} \div 10^3) \text{ Ом}$
$K_T = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} \cdot 100 / U_1$	$(3 \div 4) \%$	$(5 \div 20) \%$	до 1%

транзистора зі СЕ, тому що вона має коефіцієнти підсилення за струмом, напругою і потужністю більші за одиницю. До недоліку схеми включення зі СЕ слід віднести відносно великий коефіцієнт гармонік K_T . В подальшому будемо розглядати в основному схему зі СЕ, для чого розглянемо її статичні характеристики.

1.2.7.3. Статичні характеристики БТ

Транзистор, ввімкнений за будь-якою схемою (СК, СБ, СЕ) характеризується такими фізичними величинами: вхідна і вихідна напруга та вхідний і вихідний струм. Взаємозв'язок між цими величинами визначають сімейство вхідних і вихідних статичних вольт-амперних характеристик транзистора.

Вхідною характеристикою транзистора називається залежність вхідного струму від вхідної напруги за умови незмінності вихідної напруги

$$I_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВХ}}) |_{U_{\text{ВІХ}} = \text{const}}$$

Для схеми ввімкнення зі спільним емітером вхідна характеристика транзистора – це залежність струму бази I_B від напруги база-емітер U_{BE} , за умови що напруга між колектором і емітером незмінна ($U_{KE} = const$), тобто

$$I_B = f(U_{BE})|_{U_{KE}=const}.$$

Вихідною характеристикою транзистора називається залежність вихідного струму від вихідної напруги за умови незмінності вхідного струму

$$I_{ВХ} = \varphi(U_{ВХ})|_{I_{ВХ}=const}.$$

Для схеми ввімкнення з СЕ сімейство вихідних характеристик транзистора – це залежність колекторного струму від напруги між колектором і емітером при незмінному струму бази

$$I_K = \varphi(U_{KE})|_{I_B=const}.$$

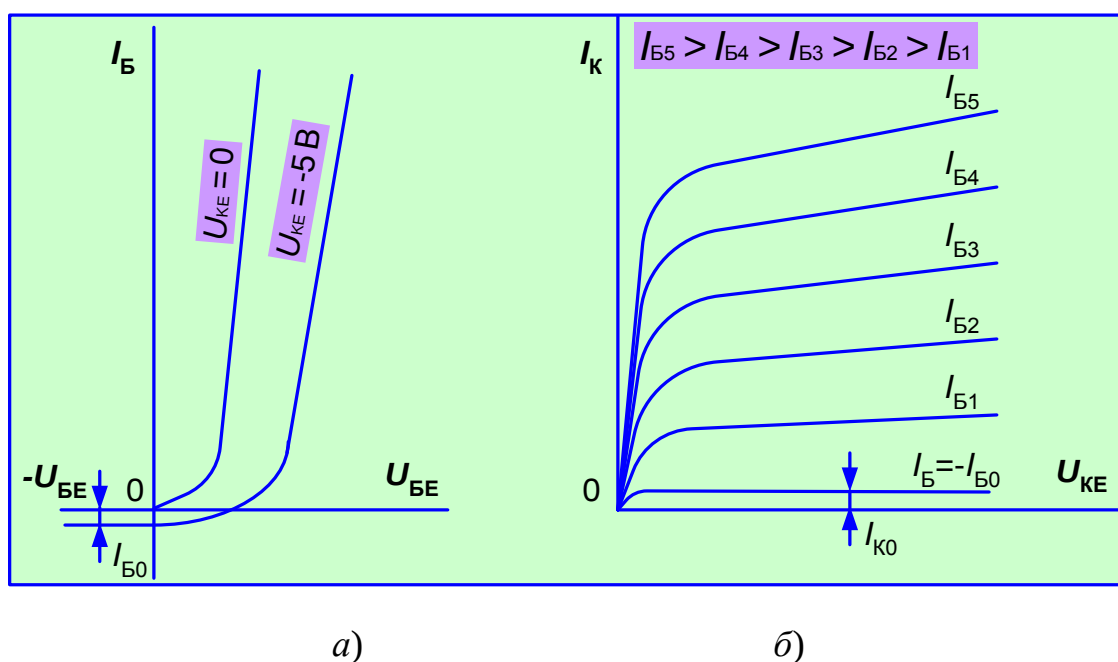


Рис. 1.22

Сімейства вхідних і вихідних статичних характеристик наведені на рис. 1.22. У разі, якщо $U_{KE} = 0$, вхідна характеристика (рис. 1.22, а) відповідає прямій гілці вольт-амперної характеристики двох паралельно з'єднаних $p-n$ переходів (емітерного і колекторного).

Якщо $U_{KE} \neq 0$, то струм бази зменшується (характеристика зміщується вниз), що пояснюється зменшенням ширини бази внаслідок розширення колекторного переходу (ефект модуляції бази – ефект Ерлі), а також за рахунок струму $I_{B0} = -I_{K0}$ (див. рис. 1.20).

Струм I_{B0} є також причиною того, що при $U_{BE} = 0$ і $U_{KE} \neq 0$ у колі бази тече струм $I_B = -I_{B0}$.

Вихідні характеристики транзистора схеми зі СЕ (рис. 1.22, б) починаються з початку координат. При $U_{KE} = 0$ на колекторному переході є напруга U_{BE} , яка зміщує його в прямому напрямку. З області колектора інжектуються основні заряди в базу, що компенсує потік основних носіїв заряду з емітера в колектор, тобто взаємно врівноважується потік носіїв через колекторний перехід і $I_K = 0$. При підвищенні напруги U_{KE} пряма напруга на колекторному переході спочатку знижується, зменшується інжекція основних носіїв заряду через колекторний перехід і відповідно збільшується колекторний струм. При збільшенні U_{KE} до величини $0,5 \div 1,5$ В колекторний перехід зміщується у зворотному напрямку і подальше збільшення колекторного струму відбувається за рахунок модуляції бази зворотно зміщеним колекторним переходом. При збільшенні базового струму характеристики будуть зміщуватись у бік збільшення колекторного струму, тому що $I_K = \beta I_B + I_{K0}$.

1.2.7.4. Еквівалентні схеми заміщення та частотні властивості БТ

1.2.7.4.1. h – параметри транзисторів

Як впливає з аналізу вольт-амперних характеристик, транзистор – це нелінійний елемент електричного кола.

У будь якій схемі вмикання транзистор характеризується вхідними і вихідними струмами і напругами, а тому його можна представити активним чотириполюсником. З названих величин незалежними є тільки дві. Для схеми вмикання транзистора за схемою зі СЕ незалежними змінними

случно взяти вхідний струм I_B і вихідну напругу U_{KE} . В такому разі вхідна напруга і вихідний струм є деякими функціями двох незалежних змінних:

$$U_{BE} = f(I_B, U_{KE}); I_K = f(I_B, U_{KE}).$$

Для малих сигналів можна записати ці залежності за допомогою лінійних рівнянь, використовуючи h – параметри:

$$\Delta U_{BE} = h_{11E} \Delta I_B + h_{12E} \Delta U_{KE},$$

$$\Delta I_K = h_{21E} \Delta I_B + h_{22E} \Delta U_{KE}.$$

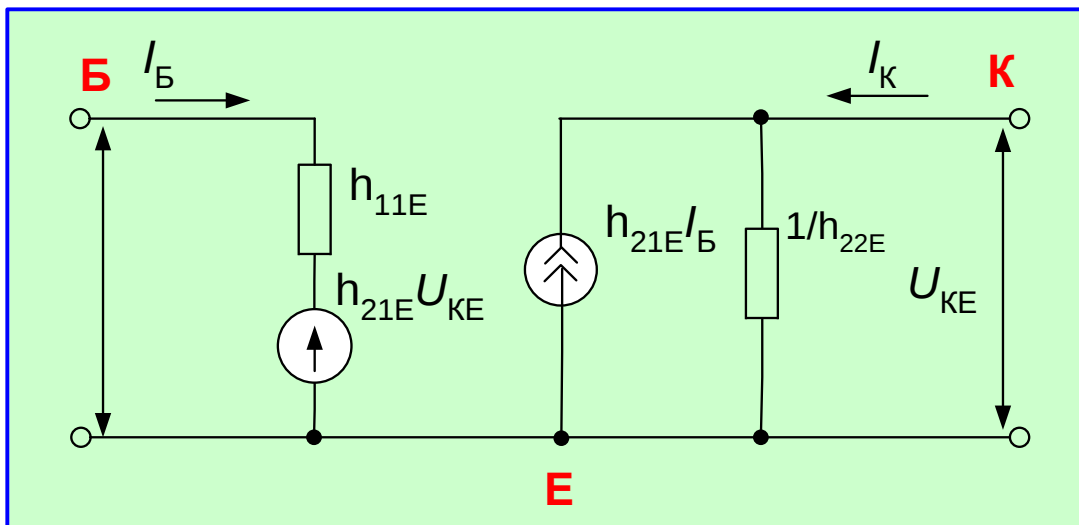


Рис. 1.23

Фізичне тлумачення h – параметрів транзистора наступне:

h_{11E} – вхідний опір транзистора в режимі короткого замикання на виході

$h_{11E} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$ за умови що $\Delta U_{KE} = 0$;

h_{12E} – коефіцієнт зворотного зв'язку транзистора за напругою в режимі холостого ходу на вході;

$h_{12E} = \Delta U_{BE} / \Delta U_{KE}$ за умови що $\Delta I_B = 0$;

h_{21E} – коефіцієнт передачі струму в режимі короткого замикання по виходу;

$h_{21E} = \Delta I_K / \Delta I_B$ за умови що $\Delta U_{KE} = 0$;

h_{22E} – вихідна провідність транзистора в режимі короткого замикання на вході;

$h_{22E} = \Delta I_K / \Delta U_{KE}$ за умови що $\Delta I_B = 0$.

h – параметри визначаються за вхідними і вихідними статичними вольт-амперними характеристиками транзистора.

Системі лінійних рівнянь з h – параметрами транзистора, увімкненого за схемою зі СЕ, відповідає схема заміщення зображена на рис. 1.23.

1.2.7.4.2. Схема заміщення транзистора за його фізичними параметрами

На рис. 1.24 зображена фізична Т-подібна модель транзистора. Параметри фізичної моделі транзистора і h - параметри пов'язані між собою такими залежностями: $h_{11E} = r_B + (\beta + 1)r_E$,

$$h_{21E} = \beta ,$$

$$h_{22E} = g_K.$$

Фізичний зміст елементів, що входять у схему наступні:

- r_B – об'ємний опір бази, який визначається в напрямку проходження базового струму в шарі бази від границі з емітерним переходом (поперечний опір бази). Базовий шар є відносно високоомним і дорівнює 100÷400 Ом у

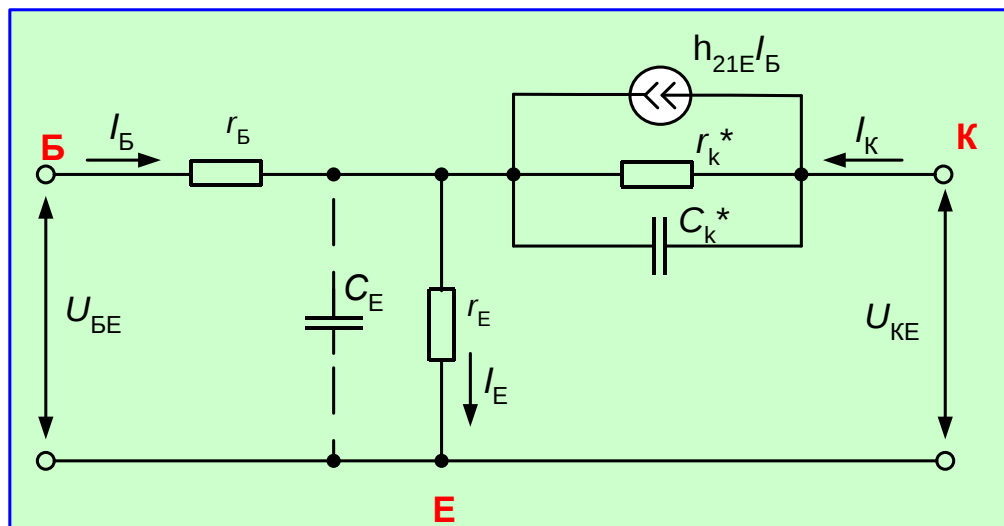


Рис. 1.24

залежності від типу транзистора.

- r_E – прямий диференціальний опір емітерного переходу. Величина r_E залежить від постійної складової струму емітера і зв'язана з ним

співвідношенням сталої $r_E = \varphi_T / I_E \approx 0,025 / I_E$. Числове значення r_E лежить у межах від одиниць до десятків Ом і є менше ніж r_B .

- r_K^* - диференційний опір між колектором і емітером, який пов'язаний з диференційним опором зворотно зміщеного колекторного переходу r_K співвідношенням $r_K^* = r_K / (1 + h_{21E})$. r_K знаходиться у межах $0,5 \div 1$ МОм.

- $h_{21E} I_B$ – залежне джерело струму, що враховує зв'язок колекторного і базового струмів.

- C_E – ємність емітерного переходу.

- $C_K^* = C_K (1 + h_{21E})$ – ємність між колектором і емітером транзистора, де C_K – ємність колекторного переходу.

Слід відзначити, що ємність C_E визначається в основному дифузійною складовою ємності переходу, а C_K – бар'єрною. C_E має величину порядку сотень пікофарад, а C_K – десятки пікофарад. Враховуючи те, що ємність C_E зашунтована малим опором r_E , а ємність C_K – великим опором r_K , на високих частотах вплив ємності C_K^* на роботу транзистора більш значний ніж ємності C_E . За цієї причини ємністю C_E у схемі заміщення транзистора включеного за схемою зі СЕ зазвичай нехтують.

1.2.7.5. Динамічний режим біполярного транзистора

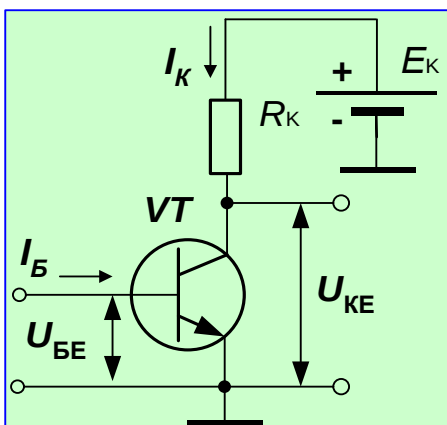


Рис. 1.25

У динамічному режимі роботи транзистора одночасно змінюються вхідна і вихідна напруги та його вхідний і вихідний струми. Так, для схеми зі СЕ, вхідний (базовий) струм залежить від вхідної і вихідної напруг одночасно, тобто динамічна вхідна характеристика описується рівнянням $I_B = f(U_{BE})|_{U_{KE}=var}$. Аналогічно вихідна динамічна характеристика описується рівнянням $I_K = \varphi(U_{KE})|_{I_B=var}$.

Динамічний режим має місце при вмиканні в колекторне коло резистора R_K (рис.1.25). Відповідно до другого закону Кірхгофа, маємо: $E_K = U_{KE} + I_K R_K$. Пряма лінія, що описується цим рівнянням, називається навантажувальною прямою або вихідною динамічною характеристикою. На сімействі вихідних статичних характеристик транзистора навантажувальна

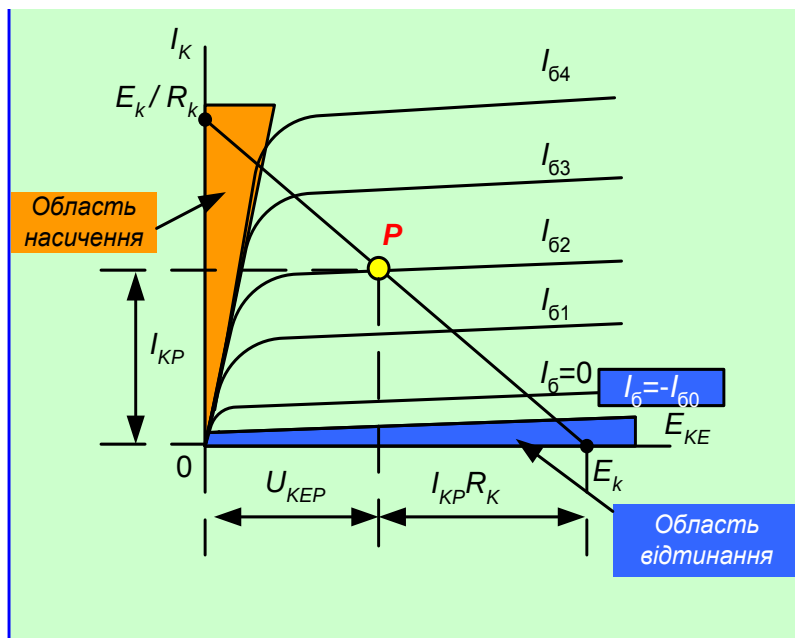


Рис. 1.26

пряма будується за двома точками (рис. 1.26): $U_{KE} = E_K$ (якщо $I_K = 0$) і $I_K = E_K / R_K$ (якщо $U_{KE} = 0$).

Навантажувальна лінія і сім'я статичних характеристик транзистора визначають залежність колекторного струму від струму бази і напруги на колекторі за постійною величиною ЕРС джерела живлення і незмінному опорі

R_K . У будь який момент часу режим роботи транзистора визначається точкою перетину навантажувальної лінії і статичних характеристик з відповідним базовим струмом. Ця точка називається **робочою точкою (P)** і завжди зміщується по навантажувальній прямій. У залежності від положення робочої точки розрізняють три характерні області на динамічній характеристиці і три режими роботи транзистора.

Активний режим (робоча точка знаходиться в активній області), у якому емітерний $p-n$ перехід транзистора зміщений у прямому напрямі, а колекторний $p-n$ перехід - у зворотному. В такому режимі транзистор працює в схемах підсилювачів.

Режим насичення (робоча точка знаходиться в області насичення), в якому обидва $p-n$ переходи транзистора зміщені у прямому напрямі.

Режим відтинання (робоча точка знаходиться в області відтинання), в якому обидва $p-n$ переходи зміщені у зворотному напрямі. У режимах насичення і відтинання транзистор немає підсилення. Ці режими використовуються при роботі транзисторів в імпульсних схемах.

1.2.8. Складені транзистори

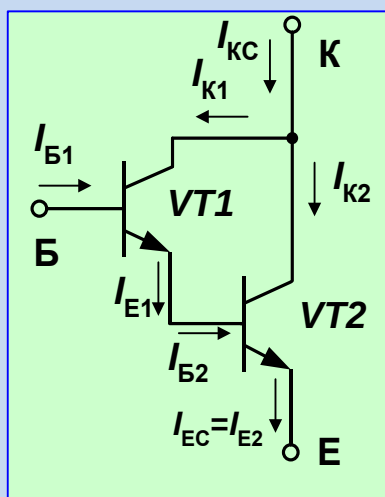


Рис.1.27. Схема Дарлінгтона

Складений транзистор утворюється з двох або більше транзисторів, з'єднаних таким чином, що вихідний струм попереднього транзистора є входним струмом (струмом бази) наступного транзистора. На рис.1.27 наведена схема складеного транзистора, який утворений двома $n-p-n$ транзисторами, з'єднані колектори яких являють собою загальний колектор складеного транзистора, а до бази

транзистора $VT2$ під'єднаний емітер транзистора $VT1$. При цьому база транзистора $VT1$ і емітер транзистора $VT2$ являють собою відповідно загальну базу і загальний емітер складеного транзистора. Така схема складеного транзистора називається ще схемою Дарлінгтона. Основною особливістю схеми Дарлінгтона є дуже великий коефіцієнт підсилення за струмом.

З рис. 1.42 слідує, що $I_{B2} = I_{E1} = (1 + \beta_1) I_{B1}$;

$$I_{KC} = I_{K1} + I_{K2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{B2}.$$

Підставимо значення I_{B2} в друге рівняння

$$I_{KC} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 (1 + \beta_1) I_{B1} = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) I_{B1}$$

Поділів обидві частини рівняння на I_{B1} , одержимо коефіцієнт підсилення схеми Дарлінгтона за струмом:

$$\beta_C = I_{KC} / I_{B1} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2,$$

де β_1 - коефіцієнт підсилення за струмом транзистора VT1,
 β_2 - коефіцієнт підсилення за струмом транзистора VT2,
 β_c - коефіцієнт підсилення за струмом складеного транзистора.

Таким чином, коефіцієнт підсилення за струмом складеного транзистора за схемою Дарлінгтона приблизно дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення за струмом транзисторів, що входять до його складу. Це означає, що невеликим вхідним струмом поданим на його вхід, можна керувати вихідними струмами більшими ніж вхідний на декілька порядків.

Складені транзистори використовуються у сильноточних схемах, наприклад в стабілізаторах напруги, вихідних каскадах підсилювачів потужності, у вхідних каскадах підсилювачів, якщо потрібно забезпечити великий вхідний опір і малі вхідні струми (наприклад в операційних підсилювачах).

На рис. 1.28 приведена інша схема складеного транзистора. На відміну від



схеми Дарлінгтона, утвореної з двох транзисторів одного типу провідності, схема Шиклаї складається з двох транзисторів різного типу провідності (p - n - p і n - p - n). Схема Шиклаї електрично еквівалентна n - p - n транзистору з великим коефіцієнту підсилення. Така схема використовується в потужних двотактних вихідних каскадах підсилення.

Переваги складених транзисторів Дарлінгтона і Шиклаї:

- Високий коефіцієнт підсилення за струмом .
- Схема Дарлінгтона при інтегральному виготовленні займає площу на поверхні кристала меншу ніж одиночний біполярний транзистор на такий же струм.

Складені транзистори використовуються при відносно високих напругах.

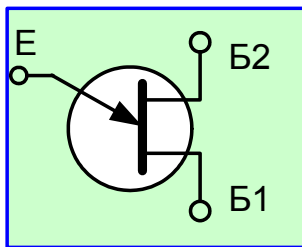
Недоліки складених транзисторів:

- Менша швидкодія, особливо в ключовому режимі при переході з відкритого стану в закритий. Через це складені транзистори використовуються переважно в низькочастотних ключових і лінійних схемах. На високих частотах їх частотні параметри гірші ніж у одиночного транзистора.
- В схемі Дарлінгтона падіння напруги між базою і емітером вихідного транзистора майже у два рази більше ніж у одиночного транзистора. Так у схемі на кремнієвих транзисторах напруга між базою і емітером вихідного транзистора VT2 дорівнює 1,2-1,4 В, тому що не може бути меншою, ніж подвійне падіння напруги на прямо зміщеному *p-n* переході.
- Більша напруга насичення між колектором і емітером складеного транзистора (біля 0,9 В у малопотужних кремнієвих транзисторів і біля 2 В - у потужних в порівнянні з 0,2 В у звичайних транзисторів), тому що вона не може бути меншою ніж падіння напруги на прямозміщеному *p-n* переході плюс падіння напруги на насиченому вхідному транзисторі VT1.

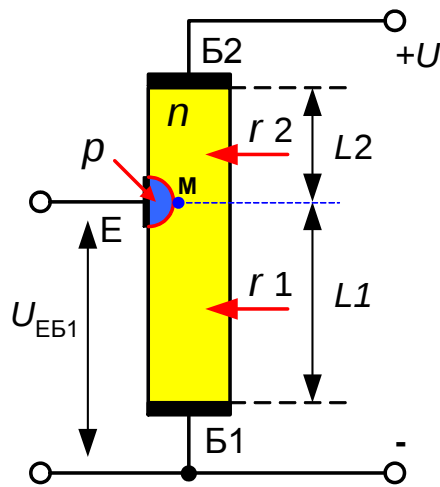
1.2.9. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор (ОПТ), умовне зображення якого показане на рис. 1.29, а , виготовляється з високоомного кремнієвого стержня *n*-типу, до обох кінців якого припаюються омичні контакти Б1 і Б2, які називаються базами (рис. 1.29, б). Опір стержня між базами знаходиться в межах 4,7 ... 9,1 кОм. На відстані $L_1 = (0,5-0,75)(L_1+L_2)$ від бази Б1 в стержень вплавляється сильно легований напівпровідник *p* типу. Зовнішня поверхня вплавленого напівпровідника *p*- має омичний контакт, який називається емітером (Е).

На межі p емітера і n стержня формується p - n -перехід, від чого пішла назва транзистора (спочатку його ще називали двобазовим діодом).



а)



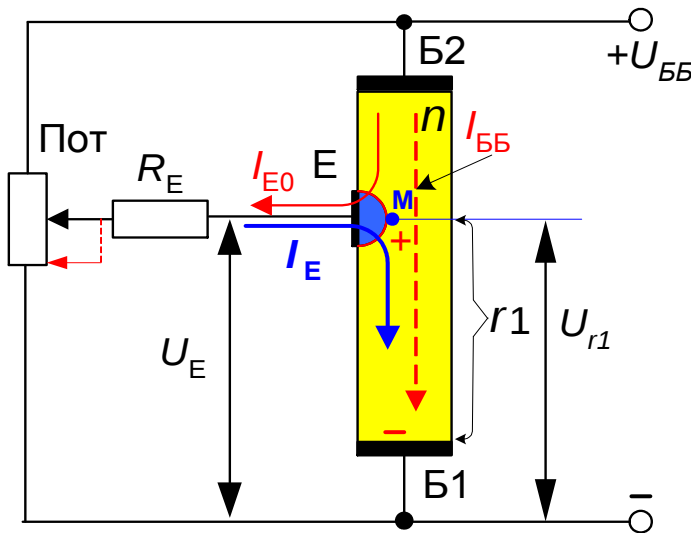
б)

Рис. 1.29

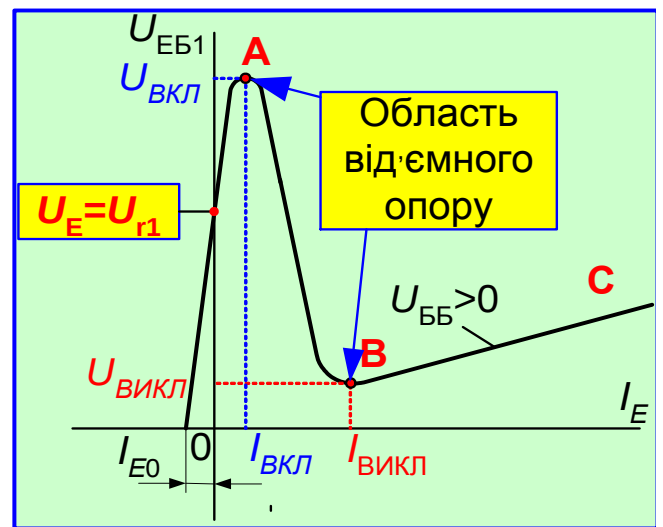
Принцип дії одноперехідного транзистора

Роботу ОПТ розглянемо на прикладі схеми зображених на рис. 1.30. При відімкненому емітері E і наявності між базами $B2$ - $B1$ напруги $U_{ББ}$ з

полярністю вказаною на рис. 1.30, а, кремнієвий стержень веде себе як звичайний лінійний опір, через який буде протікати струм $I_{ББ}$. Оскільки опір розподілений рівномірно



а)



б)

Рис.1.30

по всій довжині стержня, то на ділянках L_1 та L_2 падає напруга пропорційна їх опорам U_{r1} і U_{r2} . Напруга на опорі r_1 буде дорівнювати $U_{r1} = \eta U_{ББ}$, де $\eta = (0,5-0,75)$ - внутрішній коефіцієнт ділення, який залежить від опорів r_1 і r_2 :

$\eta = r_1 / (r_1 + r_2) = r_1 / r_{ББ}$, де $r_{ББ} = r_1 + r_2$ - опір кремнієвого стержня між выводами Б₁-Б₂.

Потенціал точки М, яка знаходиться на рівні емітера, буде фіксованим і дорівнювати U_{r1} . Якщо потенціал емітера U_E буде меншим ніж потенціал точки М (двизжок потенціометра на рис. 1.30, а в нижньому положенні), то емітерний *p-n*-перехід буде зміщеним у зворотному напрямку і через нього буде протікати зворотний струм I_{E0} .

Якщо поступово підвищувати напругу на емітері U_E , переміщуючи двизжок потенціометра *Пот* вверх, то, при умові $U_E = U_M = U_{r1}$, струм через *p-n*-перехід і в емітерному колі буде відсутній $I_E = 0$.

При збільшенні напруги U_E , достатньої для зміщення *p-n*-переходу в прямому напрямку (точка А на графіку), з емітера Е до бази Б₁ інтенсивно переміщуються дірки, що супроводжується зменшенням опору r_1 . Зменшення опору r_1 приводить до зменшення напруги U_{r1} , а це приводить до ще більшого зміщення *p-n*-переходу у прямому напрямку, подальшому збільшенню потоку дірок в область Е-Б₁ і зменшенню опору r_1 . Зменшення опору r_1 (і відповідно напруги U_{r1}) приводить до зменшення напруги між Е і Б₁ ($U_{ЕБ1} = U_{p-n} + U_{r1}$). Процес закінчується насиченням області М-Б₁ і зниженням її опору r_1 до величини 5 ...20 Ом (точка В на графіку). Таким чином, на відрізку АВ опір між емітером і виводом Б₁ має від'ємний характер.

Подальше зростання емітерного струму відбувається за рахунок збільшення зовнішньої емітерної напруги (ділянка ВС на вольтамперній характеристиці).

Для виключення ОПТ потрібно зменшити емітерний струм до деякого критичного значення $I_{Викл}$, при якому процес зміни опору r_1 і струму в колі емітера відбувається в протилежному напрямку.

1.2.10. Польові транзистори

Польовими (уніполярними) називаються транзистори (ПТ), в яких керування струмом здійснюється під впливом поперечного електричного поля. Їх принцип дії базується на дрейфі заряду одного знаку в повздовжньому електричному полі через керований канал n або p типу. Розрізняють ПТ із затвором у вигляді p - n переходу та ПТ з ізольованим затвором (МДН-, МОН- або MOSFET- транзистори), які в свою чергу поділяються на транзистори з вбудованим і транзистори з індукованим каналом.

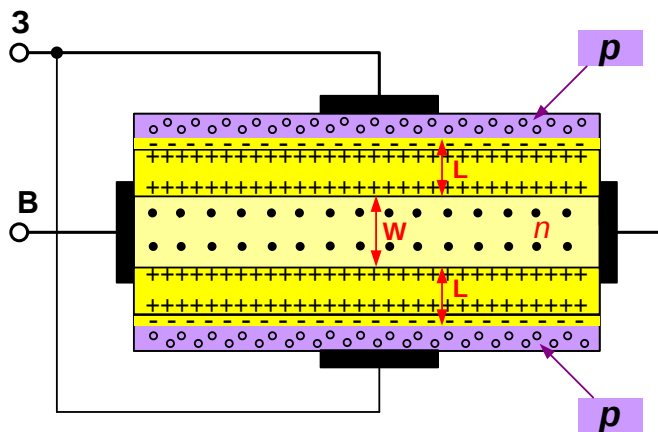


Рис. 1.31

1.2.10.1. Польові транзистори з p - n переходами

На рис. 1.31 наведений розріз ПТ з ідеалізованим каналом n типу, що представляє собою слабо леговану пластину напівпровідника n типу, до якої

з двох (або однієї) сторін примикають з'єднані між собою сильно леговані області напівпровідників p типу.

Таким чином, на межах поділу таких напівпровідників мають місце p - n переходи шириною L . Ці p - n переходи практично знаходяться в області n напівпровідника, тому що $p_p \gg n_n$. Між p - n переходами знаходиться провідний канал шириною W . Канал має контакти із зовнішніми електродами, які мають назву витоку (В) – електрод від якого починають рух носії заряду і стоку (С) – електрод до якого рухаються носії заряду. У нашому випадку це будуть електрони. Области напівпровідників p типу мають зовнішній електрод, який

називається затвором (3) – електрод до якого приєднується джерело керуючої (вхідної) напруги.

Джерело живлення приєднується між стоком і витокom U_{CB} , а керуюча (вхідна) напруга – між затвором і витокom. Напруга між затвором і витокom зміщує p - n перехід у зворотному напрямі.

Принцип дії ПТ з p - n переходами базується на зміні опору провідникового каналу W за рахунок розширення p - n переходів у разі подачі на них зворотної напруги. Оскільки p область має значно більшу концентрацію домішок ніж n область, то зміна ширини p - n переходів відбувається головним чином за рахунок менш легованої n області. При цьому змінюється ширина провідного каналу W та його опір, що приводить до зміни струму стоку транзистора I_C . Таким чином, змінюючи напругу $U_{ЗВ}$, можна керувати струмом I_C .

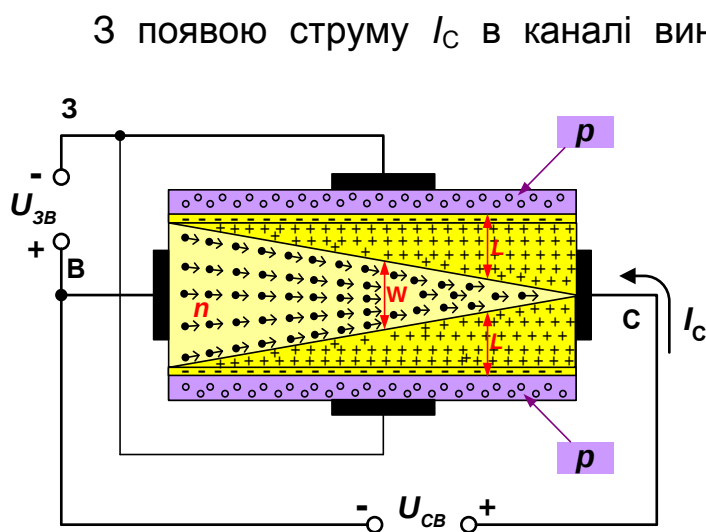


Рис. 1.32

З появою струму I_C в каналі виникає розподілена по його довжині напруга, яка зростає у напрямку до стоку і є зворотною до p - n переходів. Це спричиняє розширення p - n переходів в напрямку від витку до стоку і відповідно зменшенню ширини провідного каналу та збільшенню його опору. Канал приймає вигляд показаний на рис. 1.32.

При певній величині напруги U_{CB} за рахунок розширення p - n переходів провідний канал W зникає, а його опір стає надто великим. Це приводить до зменшення струму I_C і, як наслідок, розширення каналу (за рахунок зменшення ширини p - n переходів), а це в свою чергу – до збільшення струму. Таким чином, струм I_C практично залишається незмінним, тобто відбувається його стабілізація.

При одночасній дії U_{CB} та U_{3B} змикання p - n переходів відбудеться при менших струмах.

На рис. 1.33, а наведено сімейство статичних стокових характеристик ПТ з p - n переходами $I_C = f(U_{CB})$ при $U_{3B} = \text{const}$.

На ділянках АВ характеристики мають практично лінійні залежності струму I_C від напруги U_{CB} . Подальше збільшення U_{CB} спричиняє ріст I_C , що приводить до звуження провідного каналу W .

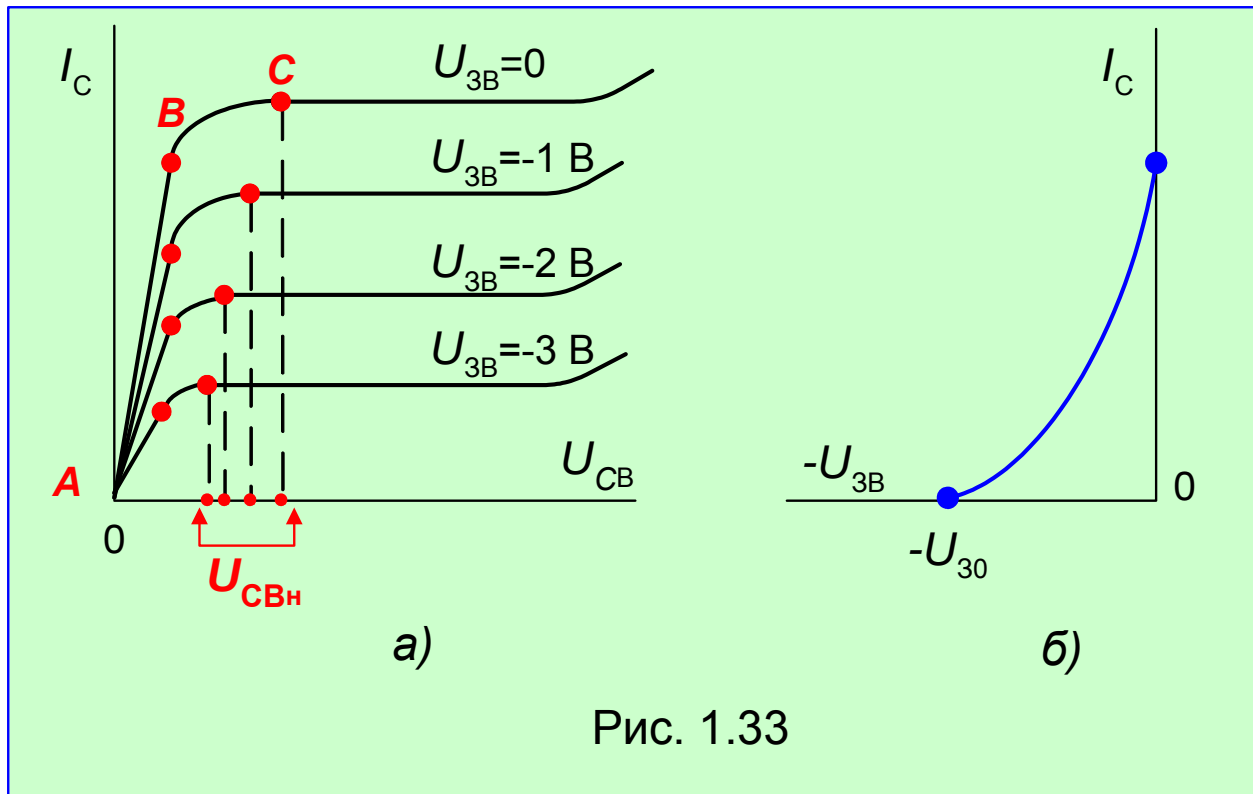


Рис. 1.33

Таким чином, поява струму I_C породжує умови, які обмежують його подальше зростання (ділянка BC). Починаючи з деякого значення напруги поміж стоком і витоком U_{CBH} (крапка C) відбувається змикання p - n переходів, що приводить до стабілізації струму I_C . Якщо збільшувати зворотну напругу на p - n переходах, то ширина каналу W буде зменшуватись, а його опір буде збільшуватись. При цьому режим насичення настане при меншій напрузі U_{CBH} , а нахил початкового відрізка характеристики зменшиться, що відповідає більшому значенню опору каналу. Подальше збільшення стокової напруги, тобто при $U_{CB} > U_{CBH}$, практично не приводить до зростанню I_C . На ділянках AC стокових характеристик ПТ можна використовувати як керований

резистор. В режимі підсилення використовують похилі ділянки стокових характеристик ($U_{CB} > U_{CBH}$).

Залежність струму стоку від напруги між затвором і витком при сталій напрузі стік-витік відображається стік-затворною характеристикою, рис. 1.48, б:

$$I_C = f(U_{3B}) \Big|_{U_{CB}=\text{const}}.$$

Напруга на затворі, при якій струм зменшується до нуля називається напругою відтинання (або запирання) U_{30} .

Основні параметри ПТ з p - n переходами:

- максимальне значення струму стоку $I_{C\text{макс}}$;
- максимальне значення напруги стік - витік $U_{CB\text{макс}}$;
- напруга відтинання U_{30} ;
- крутість стік-затворної характеристики $S = \frac{dI_C}{dU_{3B}} \Big|_{U_{CB}=\text{const}}$;
- диференціальний опір стоку $r_c = \frac{dU_{CB}}{dI_C} \Big|_{U_{3B}=\text{const}}$;
- вхідний опір $r_{BX} = \frac{dU_{3B}}{dI_C}$.

Диференціальний опір стоку ПТ з p - n переходами має величину

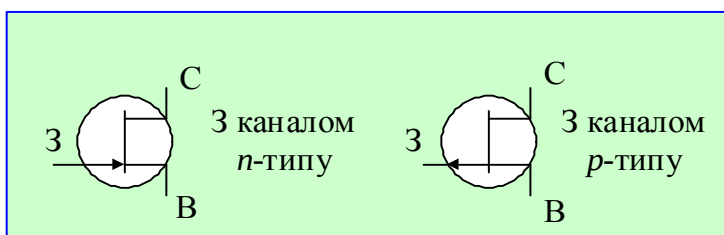


Рис. 1.34

порядку одиниць кОм, а вхідний опір – десятки МОм.

Умовні позначення на схемах ПТ з p - n переходами відповідно з n і p каналами приведені на рис. 1.34.

1.2.10.2. Польові транзистори з ізолюваним затвором (MOSFET-транзистори)

У польових транзисторах з ізолюваним затвором відсутній електричний контакт між затвором і каналом. У таких транзисторах затвор виконаний з тонкої плівки металу (Al) ізолюваної від напівпровідника діелектриком чи оксидом кремнію (SiO₂). Наявність тонкого шару діелектрика між електродами затвора і робочою зоною напівпровідникового приладу забезпечує ще більший вхідний опір ($10^{10} \div 10^{14}$ Ом).

В залежності від виду ізоляції розрізняють МДН- і МОН- транзистори. Аббревіатура «МДП» розшифровується як «метал – діелектрик – напівпровідник», а «МОН» - як «метал – оксид – напівпровідник». В англоязычній літературі такі транзистори називаються MOSFET-транзисторами, що є аббревіатурою двох англійських словосполучень: Metal-Oxide-Semiconductor (метал-окисел-напівпровідник) і Field-Effect-Transistors (транзистор, керуємий електричним полем).

Виток і сток формують із сильнолегованих напівпровідників, за рахунок чого області витоку і стоку мають високу концентрацію носіїв і помічаються на рисунку знаком «+». Транзистори з ізолюваним каналом можуть виконуватись як *n*- так і *p*- канальними. Провідний канал у МДН- і МОН-транзисторах може бути утворений при виготовленні транзисторів або утворюватись під впливом напруги, прикладеної до затвору. В залежності від цього розрізняють польові транзистори з *вбудованим* і транзистори з *індукованим* каналами.

1.2.10.2.1. Польовий транзистор з вбудованим каналом

На рис. 1.35, а зображений МОН- транзистор із вбудованим каналом n -типу. Провідний канал представляє собою слабо леговану пластину n -типу,

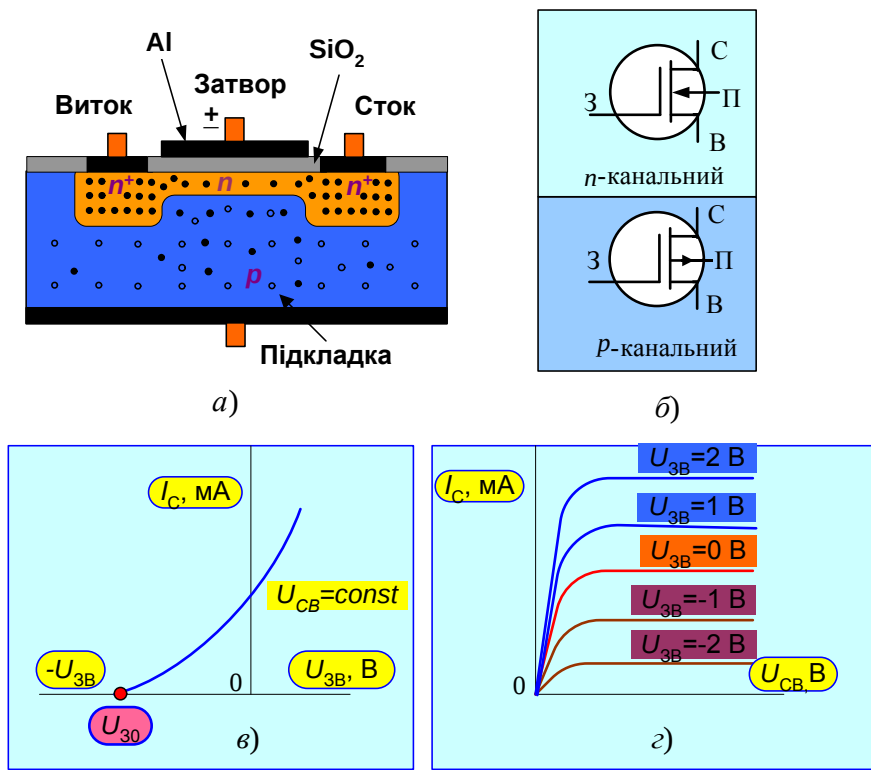


Рис. 1.35

яка з'єднує між собою більш леговані області (n^+) витоку і стоку, які утворені в підкладці – напівпровіднику p -типу. МДН- і МОН-транзистори мають чотири електроди: виток, стік, затвір і підкладку. Підкладку часто електрично з'єднують з витоком (або зі стоком), утворюючи три виводи.

В залежності від

полярності напруги між затвором і витоком U_{3B} , у каналі змінюється концентрація основних носіїв. При від'ємній нарузі на затворі електрони виштовхуються з області каналу в області n^+ і підкладку (режим збіднення), через що канал збіднюється носіями і струм I_C зменшується. При збільшенні від'ємної напруги на затворі до величини U_{30} провідний канал зникає і струм стоку практично стає рівним нулю. У разі додатної напруги на затворі область каналу буде збагачуватись електронами (режим збагачення), його опір буде зменшуватись а струм I_C - збільшуватись. Таким чином, МДН- транзистор з вбудованим каналом може працювати як у режимі збагачення, так і в режимі збіднення. Сток-затворна і стокова характеристики такого транзистора приведені відповідно на рис. 1.35, в, г.

1.2.10.2.2. Польовий транзистор з індукованим каналом

У транзисторі з індукованим каналом при відсутності напруги на затворі

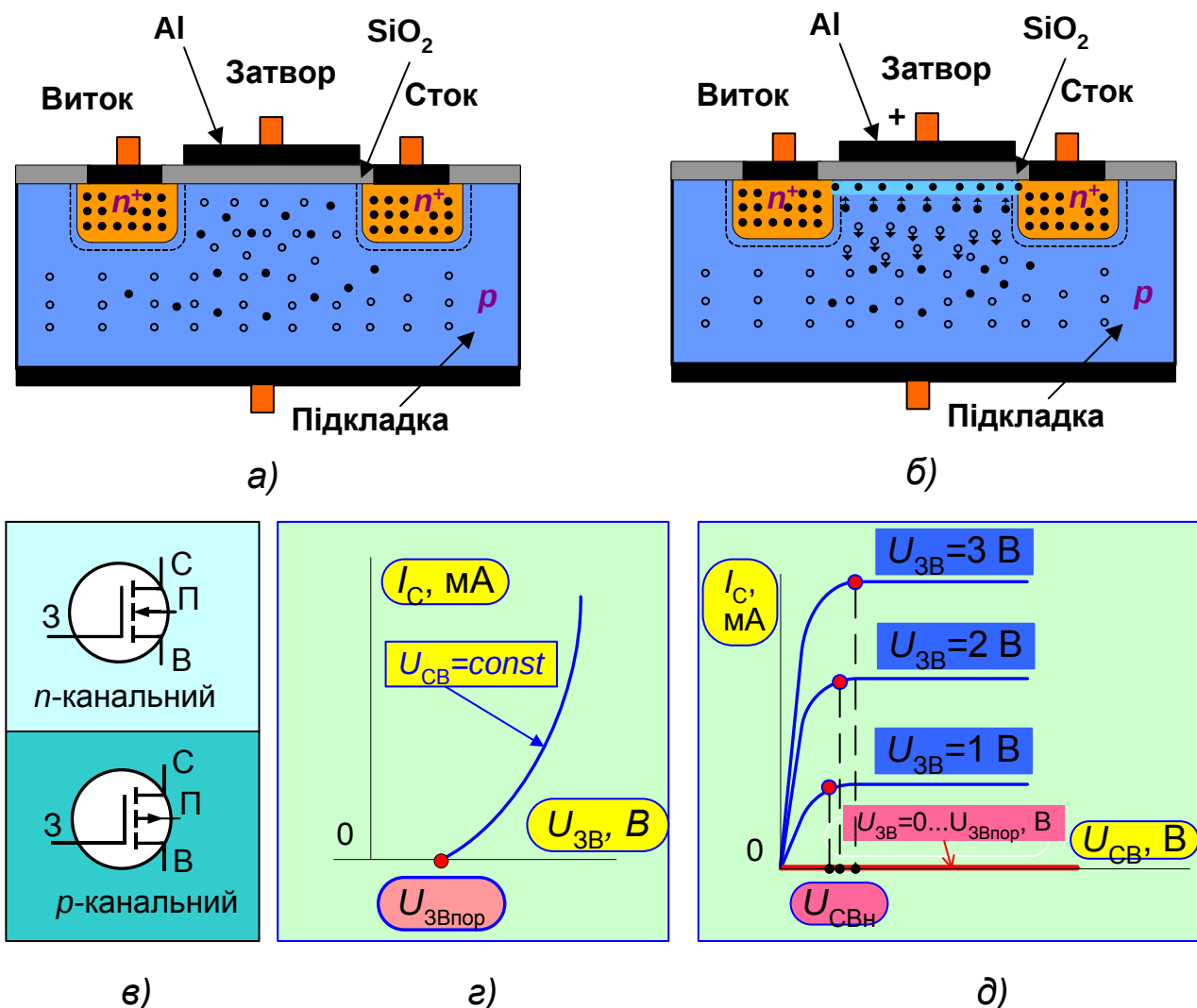


Рис. 1.36

канал відсутній (рис. 1.36, а), тому що n^+ області витоку і стоку утворюють з p -підкладкою два p - n переходи, включені назустріч один одному. При будь якій полярності напруги між стоком і витоком U_{CB} один із p - n - переходів буде зміщений у зворотному напрямку і струм між витоком і стоком буде відсутній.

Якщо до затвору підвести напругу більшу за порогову $U_{3B} > U_{3Bпор}$, то створене нею електричне поле притягує з підкладки і n^+ областей електрони, утворюючи тонкий шар n типу в приповерхневій області p підкладки (рис.1.36, б). Цей шар з'єднає витік і стік і буде індукованим каналом n - типу. Від

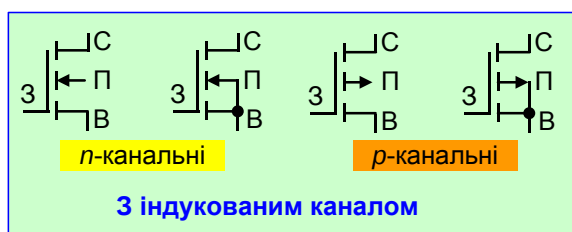
підкладки канал ізолюваний створеним збідненим шаром. Таким чином, польові транзистори з індукованим n -каналом керуються тільки додатною напругою $U_{зв}$ (рис. 1.36, а). Значення порогової напруги n -канального транзистора дорівнює $0,2 \dots 0,1$ В.

Польові транзистори можна включати за схемами із спільним затвором (СЗ), спільним витоком (СВ) і спільним стоком (СС).

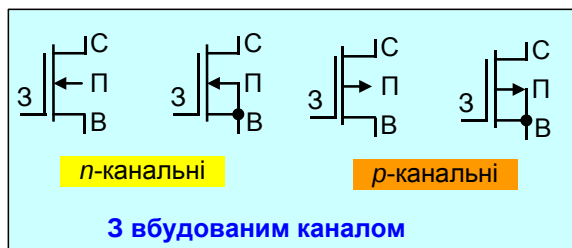
Найбільш поширеною на практиці є схема зі СВ, тому що вона дозволяє одержати одночасно підсилення за струмом, за напругою і за потужністю.

Вхідний опір МДН-транзисторів становить $10^{12} \div 10^{14}$ Ом.

На рис. 1.37, а і б показані схемні зображення МДН транзисторів



а)



б)

Рис. 1.37

відповідно з n і p індукованими і вбудованими каналами в двох варіантах: з окремим виводом підкладки і загальним виводом підкладки і витоку.

Переваги польових транзисторів:

- великий вхідний опір у схемі з СВ;
- малий рівень власних шумів, через те що струм створюють тільки основні для каналу носії, а відтак немає

рекомбінаційного шуму;

- висока стійкість до температурних та радіаційних впливів;
- висока щільність розташування елементів при виготовленні інтегральних схем.

1.2.11. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ (IGBT)

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БІІЗ) або IGBT транзистори (Insulated Gate Bipolar Transistor) являються новим типом активних приладів, які розроблені в середині 80-х років прошлого століття. IGBT- транзистор представляє собою біполярний $p-n-p$ транзистор, керуємий МОН транзистором з індукованим каналом. Його вхідні характеристики подібні вхідним характеристикам польового транзистора, а вихідні - характеристикам біполярного транзистора.

IGBT поєднує переваги двох основних видів транзисторів:

- високий вхідний опір, низький рівень потужності управління, висока швидкість комутації - від польових транзисторів з ізольованим затвором;
- низьке значення залишкової напруги у включеному стані - від біполярних транзисторів.

У ввімкненому стані при струмах у сотні ампер падіння напруги на IGBT транзисторах складає $1,5 \div 3,5$ В.

За швидкодією вони значно переважають біполярні транзистори, але уступають МОН транзисторам. Типові значення часу розсмоктування накопиченого заряду і спадання струму при виключенні IGBT знаходяться відповідно в межах $0,2-0,4$ і $0,2-1,5$ мкс.

З іншого боку, МОН транзистори з номінальними напругами до 500 В мають нижчі значення напруг у включеному стані, ніж IGBT, і залишаються на тепер неперевершеними в цьому відношенні в області низьких робочих напруг і комутуємих струмів до 50 А.

Крім того, в IGBT транзисторах втрати зростають пропорційно струму, а не квадрату струму, як у польових транзисторів.

IGBT-транзистори використовують в якості потужних ключів.

В даний час комутована напруга IGBT транзисторів досягає 4500 В і струми до 1800 А, а частота комутації до 50 кГц.

1.2.11.1. Структура IGBT-транзистора

Схематичний розріз структури IGBT транзистора планарного виконання показаний на рис.1.38, а, а схемне представлення - на рис. 1.38,б.

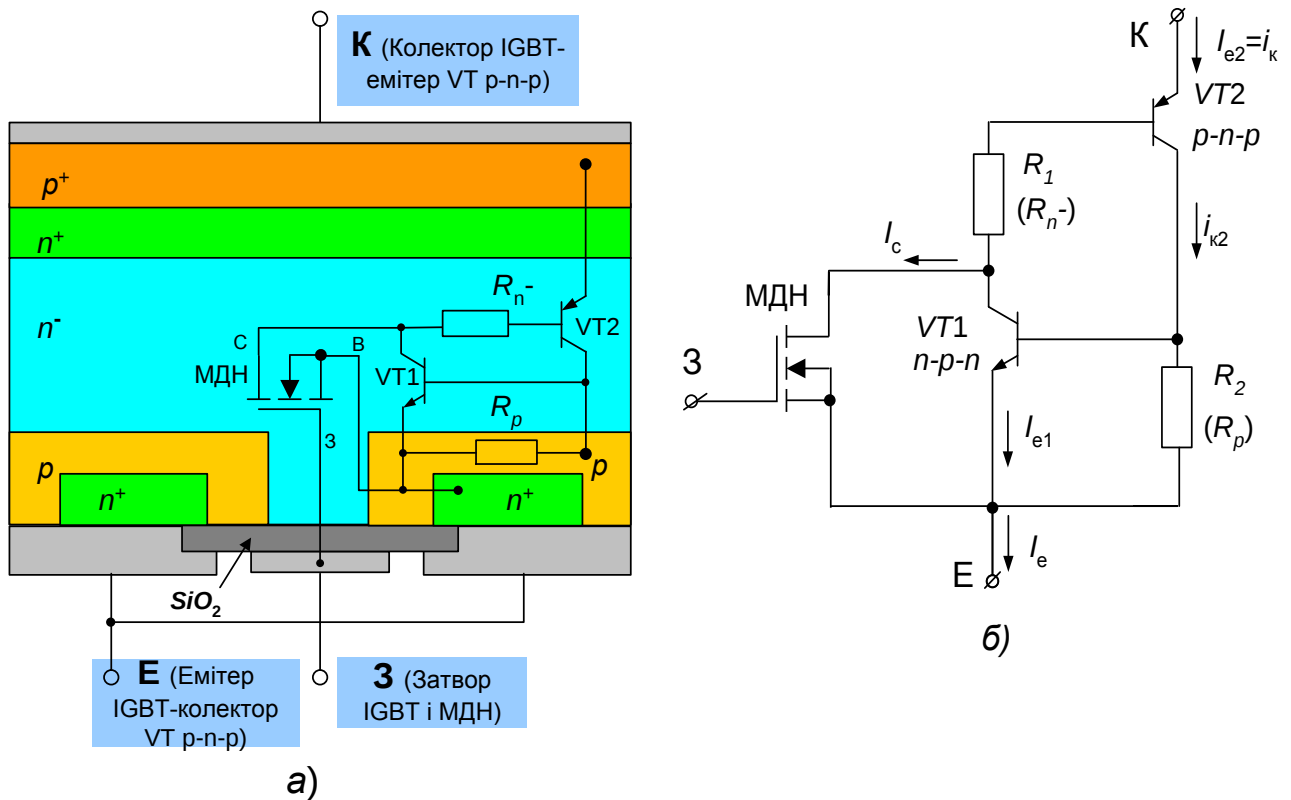


Рис. 1.38. Біполярний транзистор з ізолюваним затвором БТІЗ (IGBT): а) структура біполярного транзистора з ізолюваним затвором (IGBT); б) схематичне представлення IGBT у вигляді МОН- і біполярного транзисторів.

IGBT транзистор поєднує в своїй структурі два транзистора: біполярний $p-n-p$ - VT_2 (утворюючий силовий канал) і польовий МДН (утворюючий канал управління) і має три зовнішні виводи: емітер (Е), колектор (К) і затвор (З). З'єднання колектора VT_2 і витоку МДН, бази VT_2 і стоку МОН є внутрішніми.

Біполярний p - n - p транзистор утворений шарами p^+ (емітер), n^- (база), p (колектор); польовий - шарами n^+ (витік), n^- (стік) і металевою пластиною (затвор). Шари p^+ і p мають зовнішні виводи і є силовими виводами IGBT транзистора, які називаються відповідно емітером (p^+) і колектором (p). Область p виконує функцію каналу керуючого МОН- транзистора, затвор якого виконаний з полікристалічного сіліція і ізолюваний від напівпровідника емітерної області шаром оксиду SiO_2 . У цій каналній p -області розміщені n^+ -зони, які виконують роль витока МОН-транзистора, а його стоком служить n^- -область. Затвор структури МОН-транзистора з'єднаний з виводом затвора IGBT транзистора.

В IGBT транзисторі, крім необхідного біполярного p - n - p транзистора, має місце ще і паразитний біполярний n - p - n транзистор $VT1$ (див. рис.1.38, а, б), утворений шарами n^- (колектор), n^+ (емітер) і p (база). Транзистори $VT1$ і $VT2$ утворюють тиристорну структуру. При великій швидкості переключення IGBT транзистора, або в разі протікання через нього короткого імпульсу струму великої амплітуди, структура тиристора може самовільно перейти у відкритий стан, тобто IGBT транзистор може втратити керованість.

Додатковий буферний n^+ шар введений для виключення режимів роботи, характерних для тиристорів, коли виникає лавинний пробій. Буферний шар n^+ і широка базова область n^- забезпечують зменшення коефіцієнта підсилення за струмом p - n - p транзистора, зниження падіння напруги у включеному стані і зменшення часу виключення IGBT транзистора.

З іншого боку, присутність цього шару значно зменшує замикаючу здатність IGBT при зворотному включенні.

1.2.11.2. Принцип роботи IGBT-транзистора

При подачі між затвором і емітером $U_{зЕ}$ та колектором і емітером $U_{кЕ}$ напруги позитивної полярності, в слаболегованному шарі p створюється інверсний канал провідності, крізь який електрони від емітера (n^+) потрапляють в дрейфову зону (n^-) і надходять до p^+ області перед

колектором (рис.1.38). Переміщуючись в сильно леговану позитивну область, електрони створюють умови для інжектування дірок із p^+ зони в n^- зону. Інжектвані дірки проходячи крізь дрейфову (n^-) зону будуть поступати до p зони емітера і потім безпосередньо в сам емітер IGBT транзистора.

За допомогою принципової схеми, зображених на рис. 1.38, б, це можна пояснити наступним чином. При подачі додатньої напруги до затвору МОН транзистора між його витоком і стоком утворюється електропровідний канал (рис.1.40), струм якого I_c поступає в базу транзистора VT2, що приводить до відпирання останнього. Через утворений провідний канал МОН транзистора відбувається з'єднання колектора транзистора VT2 з базою, що

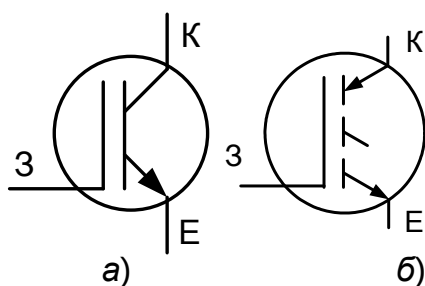


Рис. 1.39 Умовні графічні позначення IGBT

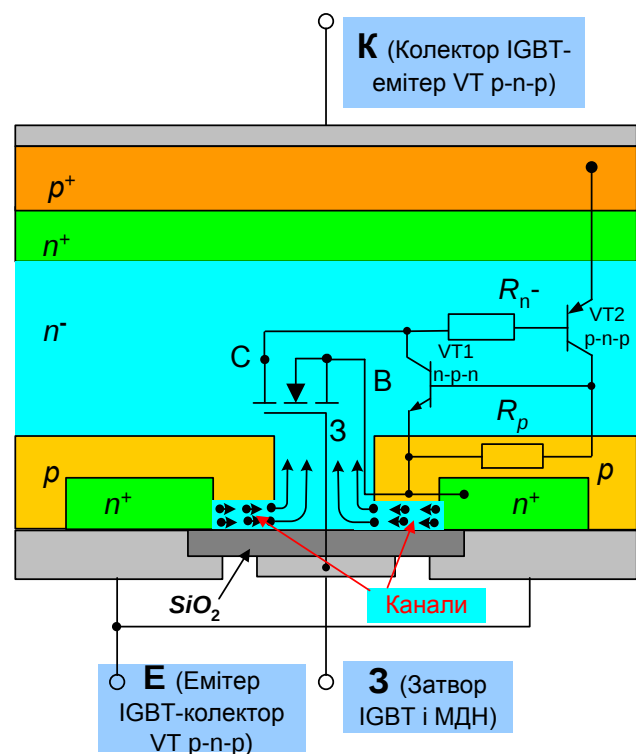


Рис. 1.40

приводить до повного відкривання VT2 і відповідно IGBT транзистора.

У відкритому стані напруга між колектором і емітером IGBT транзистора дорівнює сумі напруги на емітерному переході транзистора VT2 і напруги між стоком і витоком (U_{CB}) МОН транзистора

$$U_{KE(IGBT)} = U_{EB(VT2)} + U_{CB(МОН)}.$$

Враховуючи, що струм стока МОН транзистора $I_{c(MON)}$ є базовим струмом транзистора $VT2$ $I_{b(p-n-p)}$, можна визначити емітерний струм транзистора ($VT2$) і відповідно колекторний струм IGBT транзистора через струм стока МОН транзистора:

$$I_{k(IGBT)} = I_{E(p-n-p)} = I_{c(MON)}(1+\beta), \text{ де } I_{c(MON)} = I_{b(p-n-p)}.$$

Враховуючи це, напругу на відкритому IGBT транзисторі можна представити сумою напруг на прямо зміщеному емітерному переході $p-n-p$ транзистора (діодна складова) і на опорі n^- області R_{n^-} (омічна складова):

$$U_{KE(IGBT)} = U_{EB(VT2)} + I_{BRn^-} = U_{EB(VT2)} + I_{E(VT2)} R_{n^-} / (1 + \beta),$$

де R_{n^-} - опір МДН транзистора в структурі IGBT (опір епітаксialного шару n^-);

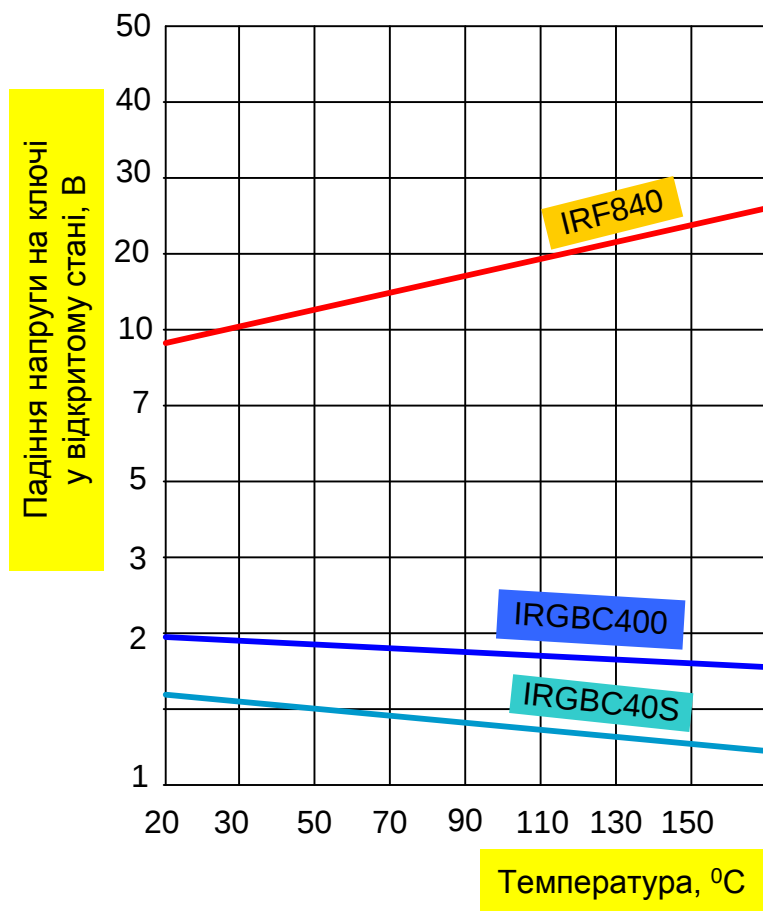


Рис. 1.41. Залежність падіння напруги на відкритому приладі від температури для високовольного МОН транзистора IRF840 і IGBT транзисторів при струмі 10 А

β - коефіцієнт підсилення за струмом $p-n-p$ транзистора.

При включеному біполярному транзисторі $VT2$ в n^- області відбувається переміщення зустрічних потоків електронів і дірок, що приводить до зменшення опору цієї області і додатковому зниженню напруги на IGBT транзисторі. Через те, що напруга на прямозмщеному $p-n$ переході зменшується при

збільшені температури, падіння напруги на відкритому IGBT транзисторі у відповідному діапазоні струмів має від'ємний температурний коефіцієнт (рис. 1.41), який стає додатним при більших струмах. Падіння напруги на

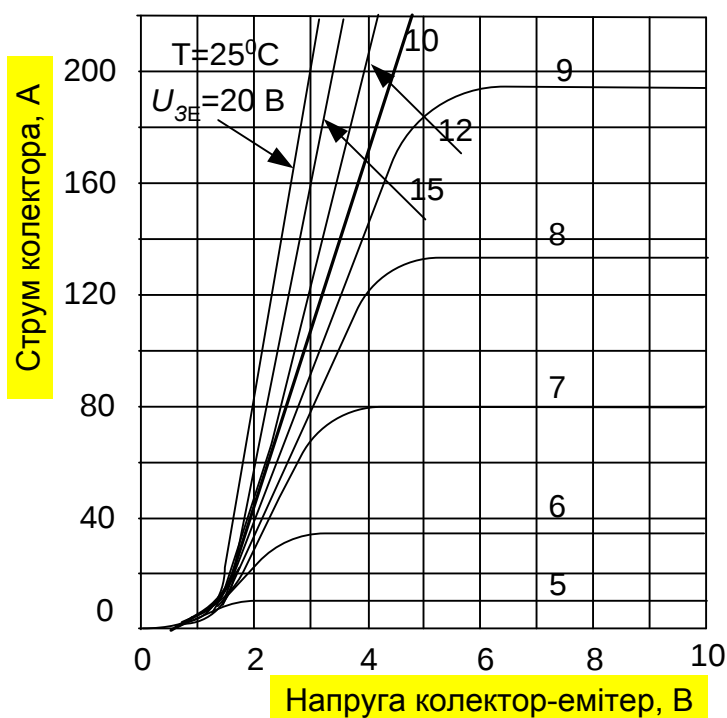


Рис. 1.42.

напруги на затворі IGBT транзистора приводить до зростання струму каналу МДН транзистора і відповідно базового та колекторного струмів транзистора VT2, що приводить до зменшення падіння напруги на IGBT транзисторі (рис.1.42).

Переведення IGBT-транзистора в закритий стан відбувається як подачею нульової напруги, так і від'ємної - не більше -20 В (зазвичай в межах $-5\text{...}-6\text{ В}$), що приводить до зникнення каналу в структурі МОН транзистора. Після цього в n^- області відбувається рекомбінація носіїв заряду (дірок і електронів), які були в ній накопичені під час включеного стану IGBT транзистора. Поки відбувається рекомбінація носіїв заряду в n^- області транзистор залишається відкритим і лише після її завершення - переходить у стан відтинання.

IGBT транзисторі не може бути нижче порогової напруги діода (емітерного переходу $VT2$).

Максимально напруга затвор-емітер не повина перебільшувати $+20\text{ В}$. Перебільшення цієї напруги може пробити ізоляцію затвора і вивести IGBT транзистор з ладу. Не рекомендується робота IGBT-транзистора і при "підвішеному" затворі, тому що в такому випадку можливе неправдиве включення транзистора. Збільшення

Рекомбінація зарядів стає більш інтенсивною з додаванням буферного n^+ - шару, який діє як стік для надлишку дірок і значно зменшує час рекомбінації.

Типові значення часу рекомбікації накопиченого заряду і спадання струму при виключенні IGBT знаходяться в межах $0,2 \dots 0,4$ і $0,2 \dots 1,5$ мкс відповідно. IGBT транзистори можуть працювати також у лінійному режимі, однак їх в основному використовують у ключовому режимі.

Умовно IGBT позначають одним із способів, зображених на рис.1.39. Для

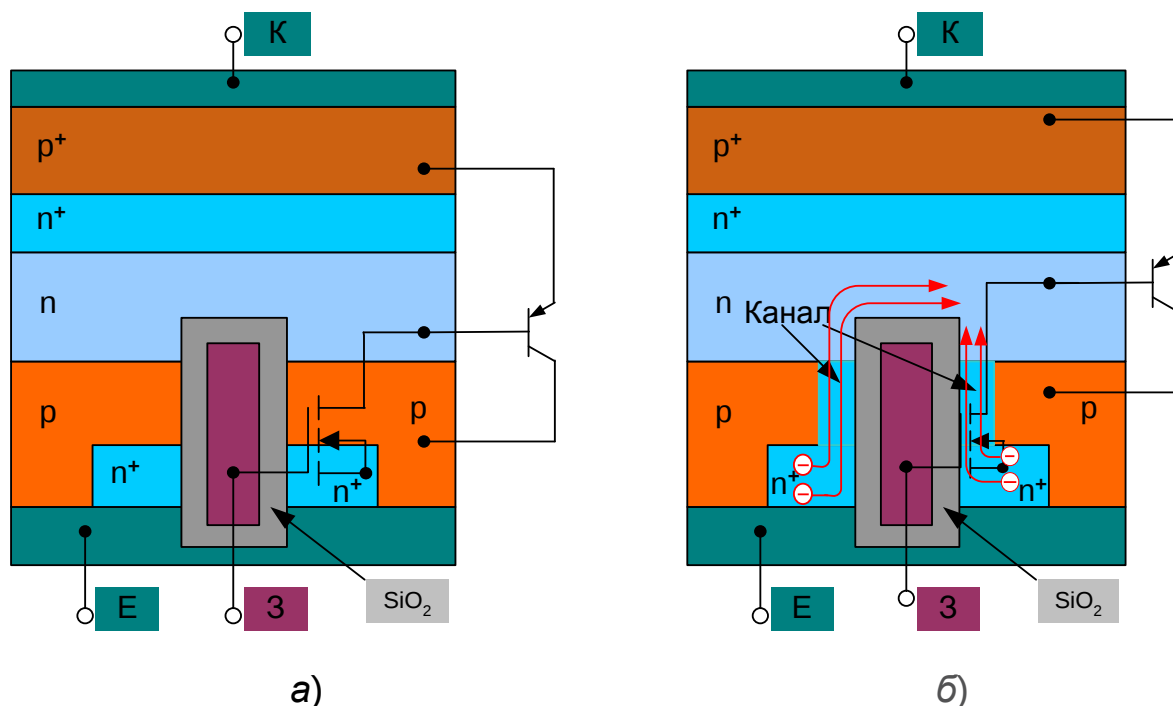


Рис. 1.43. IGBT транзистор з вертикальним затвором

зменшення падіння напруги на IGBT транзисторах у відкритому стані, збільшення допустимих струмів, напруг і області безпечної роботи вони виготовляються за технологією з вертикальним затвором (рис.1.43). Це дозволяє зменшити розмір транзистора у $2 \dots 5$ разів і збільшити швидкість переключення.

1.2.11.3. Параметри і характеристики IGBT транзисторів

Основні характеристики IGBT транзистора (рис.1.44, а-б) схожі з характеристиками потужного МОН- транзистора але мають більш круту область насичення.

За аналогією з вихідною характеристикою біполярних транзисторів, вихідна характеристика IGBT також має 3 робочі зони:

- I. Область насичення, в яку БТІЗ переключається при відкриванні (точка *A* на рис.1.44, а);
- II. Область підсилення, в якій використовується лише зона відсічки при запиранні даного транзистора (точка *B* на рис.1.44, а);
- III. Область лавинного пробою.

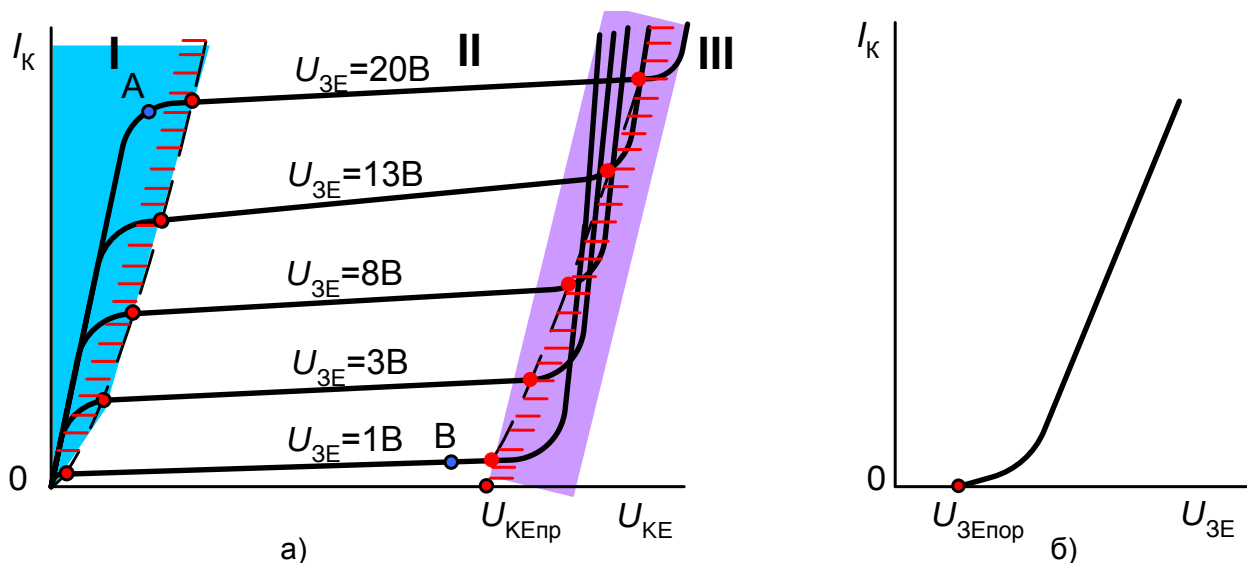


Рис. 1.44. Основні характеристики IGBT транзистора:
а) вихідні характеристики; б) перехідна характеристика.

Основними недоліками біполярних транзисторів з ізолюваним затвором є:

- більший час при закритті („хвіст” струму колектора) а ніж при відкритті, внаслідок зворотного збіднення дрейфової зони на електрони;
- необхідність використання додаткових ланцюгів перемикання при частотах більше 10-20 кГц та при номінальних струмах більше 100 А.

Підсилювальні властивості IGBT-транзисторів характеризуються крутизною S , яка визначається підсилювальними властивістями МОН і

біполярного транзисторів в структурі IGBT. Відповідно, значення крутизни для IGBT є більш високим у порівнянні з біполярними і МДН транзисторами.

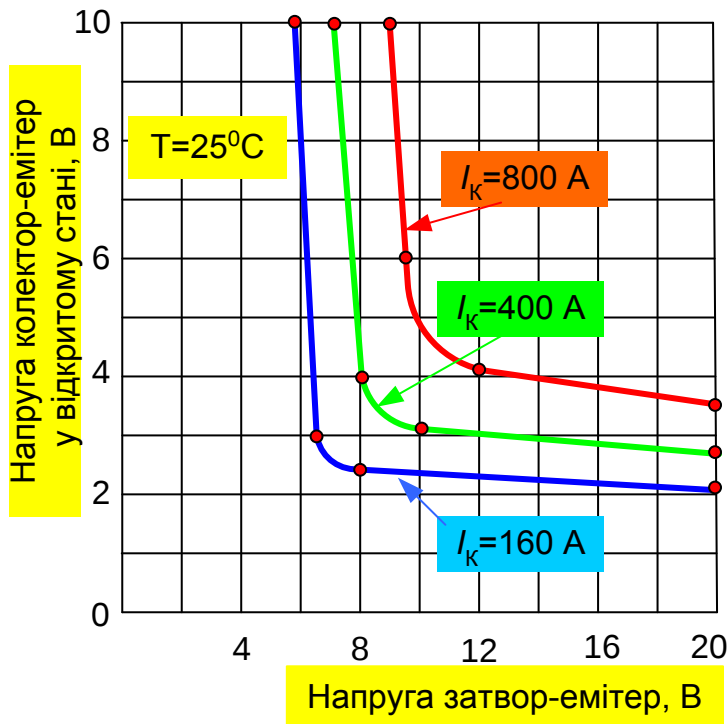


Рис. 1.45. Залежність напруги насичення колектор-емітер від напруги затвор-емітер

Динамічні характеристики IGBT структури визначаються внутрішніми паразитними ємністями, які складаються з міжелектродних ємностей МДН транзистора і додаткових ємностей $p-n-p$ -транзистора.

Область безпечної роботи сучасних IGBT транзисторів дозволяє успішно забезпечувати їх надійну роботу без використання додаткових кіл формування траєкторії перемикання при частотах від 10 до 20 кГц.

Для повного включення IGBT транзистора потрібно подавати до затвора напругу 10-15 В (рис.1.45) і не потрібна від'ємна напруга для його виключення.

Однак, негативна напруга при запиранні застосовується, щоб підвищити стійкість IGBT транзистор до швидкості наростання напруги між колектором і емітером, перешкодам, а також зменшити втрати при відключенні, як показано на рис.1.46.

Для IGBT транзистора "керуємий напругою" не означає, що схемі керування не потрібне джерело струму. Річ у тім, що затвор IGBT транзистора для схеми керування представляє собою конденсатор, ємність якого для потужних транзисторів досягає тисяч пікофарад. Для швидкого

переключення IGBT транзистором, схема керування (драйвер) затвора повина бути спроможною швидко заряджати і розряджати цю ємність.

При розробці електронних схем з використанням IGBT-транзисторів,

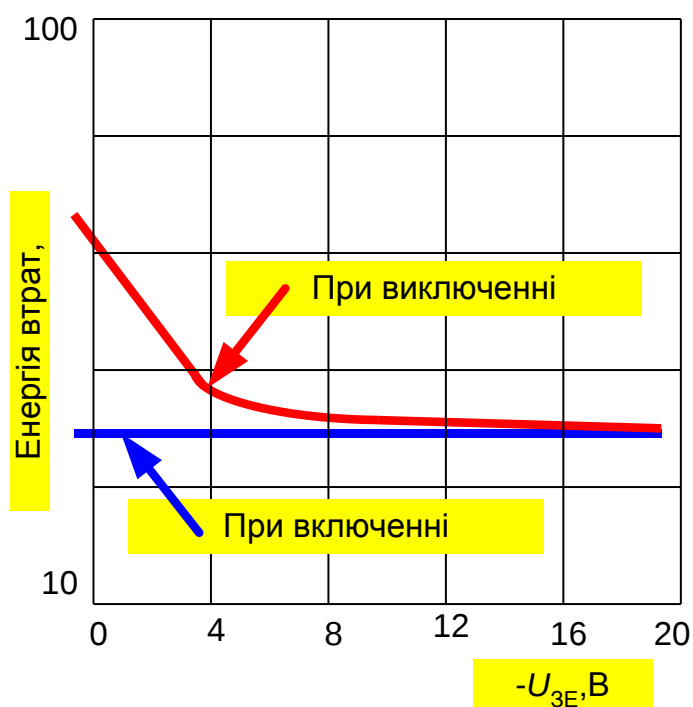


Рис. 1.46. Вплив негативної напруги зміщення на втрати при відключенні

слід особливу увагу приділяти обмеженню максимальних струмів і швидкості зростання напруги між колектором і емітером (dU/dt). Для обмеження струму короткого замикання при аварійному режимі рекомендується включення між затвором і емітером захисної ланки, обмежуючої збільшення напруги затвор-емітер при різкому зростанні струму колектора. Для обмеження

струму короткого замикання при аварійному режимі рекомендується включення між затвором і емітером захисної ланки, обмежуючої збільшення напруги затвор-емітер при різкому зростанні струму колектора. Найкращим варіантом є підключення паралельно кола затвор-емітер послідовно з'єднаних діода Шоттки і конденсатора, зарядженого до напруги +15...+16 В. Допускається використання в якості захисного елемента стабілітрона на напругу 15...16 В. Для захисту IGBT-транзисторів від комутаційних перенапруг (від dU/dt) потрібно паралельно колектор-емітер підключати захисні RC- або RCD- ланки.

1.2.11.4. IGBT модулі

Для зменшення кількості зовнішніх додаткових компонентів до складу

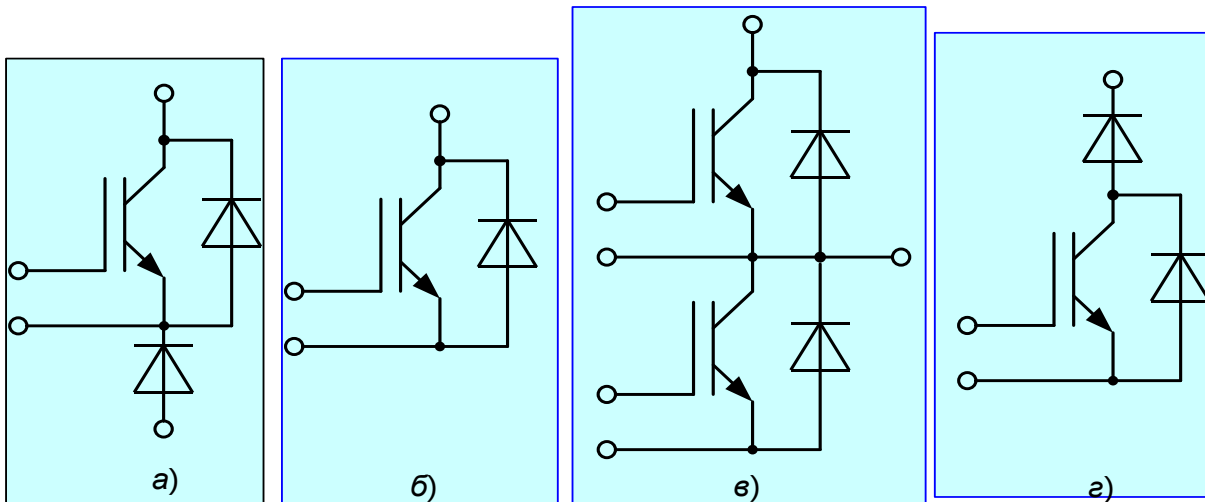


Рис. 1.47. Умовні зображення модулів на IGBT-транзисторах: а – МТКІД, б – МТКІ, в – М2ТКІ, г - МДТКІ

IGBT транзисторів включають діоди або випускають модулі, які складаються з декількох компонентів (рис.1.47, а-г).

IGBT-модуль за внутрішньою електричною схемою може бути одиничним IGBT; подвійний модуль, де обидва IGBT сполучені послідовно (півміст); переривник,

в якому одиничний IGBT послідовно сполучений з діодом; однофазний або трифазний міст. Позначення IGBT транзисторів складаються з літер і цифр і розшифровуються наступним чином: літера М - модуль; 2 - кількість ключів; ТКІ - біполярний транзистор з ізолюваним затвором; ДТКІ - діод/біполярний транзистор з ізолюваним затвором; ТКІ/Д- біполярний транзистор з ізолюваним затвором/діод; цифри: 25, 35, 50, 75, 80, 110, 150 - максимальний струм в А; цифри: 1, 2, 5, 10, 12, 15, 17 - максимальна напруга між колектором і емітером $U_{кэ}$ (помножена на 100 В).

Наприклад, модуль МТКІД-50-15 має $I_k=50$ А, $U_{кэ} =1500$ В.

Сучасні IGBT- модулі знаходять широке використання при створенні некерованих і керованих випрямлячів, автономних інверторів для

живлення двигунів постійного і змінного струму середньої потужності, перетворювачів індукційного нагріву, зварювальних апаратів, джерел безперебійного живлення. Вони також використовуються в пральних машинах, інверторних кондиціонерах, в якості високовольтних ключів для електронного піджигу в автомобілях, в імпульсних блоках живлення. Особливу роль IGBT-модулі відіграють у розвитку залізничного транспорту, міського автотранспорту та ін.

1.2.12. Тиристори

Тиристор – це напівпровідниковий прилад з трьома і більше *p-n* переходами, який має два усталені стани і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його називають напівпровідниковим керованим вентилем (Silicon Controlled Rectifier, SCR). Тиристор має три виводи анод (A), катод (K) і керуючий електрод (KE). На рис. 1.48 зображена структура тиристора та умовні зображення двоелектродних і трьохелектродних тиристорів. Двоелектродні тиристори називаються діодними або динисторами, а трьохелектродні – тріодними або тринисторами.

1.2.12.1. Напівкеровані тиристори

Спільним для усіх багатошарових приладів є регенеративний процес при переході приладу із закритого стану у відкритий. Цей процес відбувається внаслідок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

Чотиришарова структура має орієнтовно такі параметри:

p_1 і p_2 мають однакову ширину (50 мкм) і концентрацію домішок ($10^{15}/\text{см}^3$);

n_1 має ширину 120-150 мкм і кількість домішок $10^{17}/\text{см}^3$;

n_2 має ширину 10-20 мкм і кількість домішок $10^{19}/\text{см}^3$.

Між сусідніми шарами мають місце такі нерівності концентрацій основних носіїв заряду: $n_{n2} \gg p_{p1} = p_{p2} \gg n_{n1}$.

Таким чином, в утворених трьох p - n переходах області n_1 і p_2 є базами, а p_1 і n_2 – емітерами.

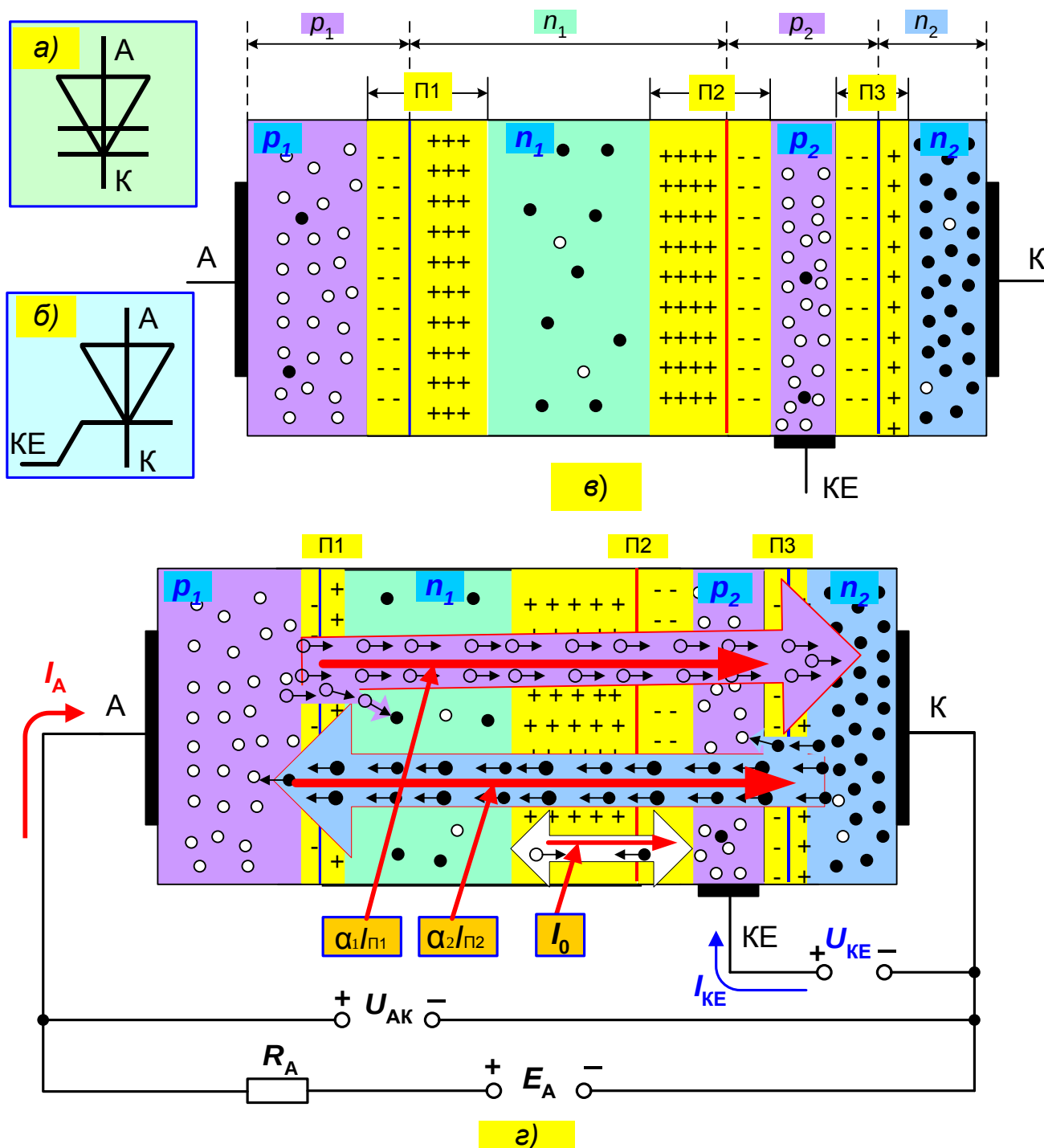


Рис. 1.48

Робота тиристора. Розглянемо режим при $I_{KE} = 0$, $U_{AK} \neq 0$, тобто режим динистора. При вказаній полярності джерела живлення E_A переходи Π_1 і Π_3 зміщуються у прямому напрямку, а перехід Π_2 – у зворотному. Через прямо

зміщені переходи P_1 і P_3 відбувається інжекція основних носіїв заряду з емітерів в бази, тобто, дірки з області p_1 переміщуються в область n_1 , а електрони з області n_2 переміщуються в область p_2 . В базових областях вони частково рекомбінують, а більша їх частина доходить до зворотно зміщеного переходу P_2 і його полем (дрейфовим способом) переміщуються через нього у сусідні області. Таким чином, через перехід P_2 протікають дві складові струму: діркова складова $I_{P2p} = \alpha_1 I_{P1}$ і електронна складова $I_{P2n} = \alpha_2 I_{P3}$, де α_1 і α_2 – відповідно коефіцієнти передачі струму з області p_1 в область p_2 і з області n_2 в область n_1 (рис. 1.48. з). Крім розглянутих струмів, через перехід P_2 протікає струм неосновних носіїв базових областей (тепловий струм) I_0 . Загальний струм переходу P_2 буде дорівнювати $I_{P2} = \alpha_1 I_{P1} + \alpha_2 I_{P3} + I_0$. Якщо врахувати, що перехід P_2 зворотно зміщений (тобто є широкий) і у ньому виникає лавинний ефект, то струм I_{P2} буде збільшений в M разів

$$I_{P2} = M\alpha_1 I_{P1} + M\alpha_2 I_{P3} + MI_0,$$

де M – коефіцієнт лавинного множення.

Враховуючи те, що структура не розгалужена, струм через кожен перехід і в анодному колі будуть однакові, тобто, $I_A = I_{P1} = I_{P2} = I_{P3}$.

Замінив струми переходів струмом I_A , одержимо

$$I_A = M\alpha_1 I_A + M\alpha_2 I_A + MI_0, \text{ або } I_A = MI_0 / [1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)].$$

При малих струмах через структуру $M(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ і струм $I_A = MI_0$. По мірі збільшення напруги U_{AK} зростає пряме зміщення переходів $P1$ і $P3$, що приводить до збільшення струму через перехід $P2$. Це в свою чергу спричиняє збільшенню коефіцієнтів α_1 і α_2 , а отже додаткове збільшення струму через перехід $P2$ і так далі. Таким чином, у чотиришарові структурі за рахунок внутрішнього додатного зворотного зв'язку розвивається регенеративний процес. Збільшення щільності струму через перехід $P2$ спричиняє рекомбінацію носіїв струму (дірок і електронів) з іонами переходу $P2$, в результаті чого він зміщується у прямому напрямку. У даному разі струм через прилад різко зростає і для його обмеження в зовнішнє коло вмикають

резистор R_A . Падіння напруги на тиристорі визначається в основному опором найбільш високоомної бази n_1 . Вольт-амперна характеристика диністора (або тиристора в разі $I_{KE} = 0$) приведена на рис. 1.49. На ній можна виділити п'ять характерних відрізків.

①. Збільшення напруги U_{AK} викликає збільшення струму I_A , залишаючись сумірним із зворотним струмом закритого переходу Π_2 .

②. При досягненні напруги $U_{AK} = U_{вкл}$, якій відповідає струм включення $I_{вкл}$, вираз $M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, що відповідає початку зміщення переходу Π_2 у прямому напрямку.

③. Струм через перехід Π_2 (і через прилад в цілому) різко зростає, настає насичення переходу Π_2 і зменшення його опору (ділянка від'ємного опору).

④. Струм через структуру обмежується тільки зовнішнім опором R_A , а падіння напруги на тиристорі залежить від опору бази n_1 і величини анодного струму I_A .

⑤. При зворотній напрузі переходи Π_1 і Π_3 зміщуються у зворотному напрямку, а перехід Π_2 – у прямому. При відповідній величині $U_{зв}$ настає

тепловий пробій структури.

При зменшенні струму, що протікає через перехід Π_2 , до величини, при якій компенсація потенціального бар'єру виявляється недостатньою, процес розвивається у зворотному напрямку –

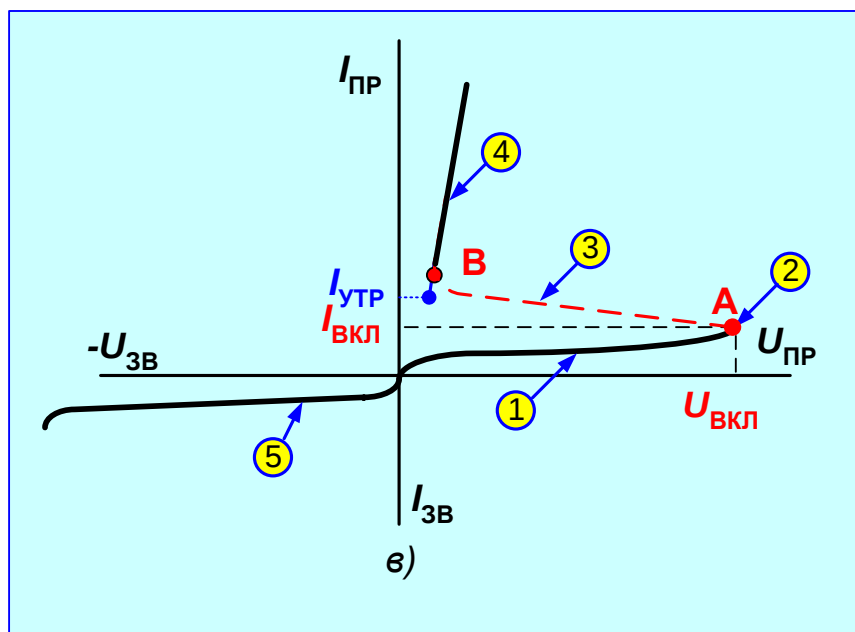


Рис.1.49

перехід Π_2 зміщується у зворотному напрямку і його струм спадає до нуля, тобто, тиристор закривається. Струм, при якому починається процес відновлення запираючої дії переходу Π_2 називається струмом утримання $I_{УТР}$.

Режим роботи тиристора за умови $I_{KE} \neq 0$. Напруга прикладена до кола керування збільшує пряме зміщення переходу Π_3 (збільшує коефіцієнт α_2) і відповідно збільшує струм з емітера n_2 в базу p_2 і через перехід Π_2 .

Притік додаткової кількості електронів через перехід Π_2 у базу n_1 спричиняє пониженню потенційного бар'єру Π_1 і збільшенню коефіцієнта α_1 .

В результаті у тиристорі настає регенеративний процес і він переходить у відкритий стан.

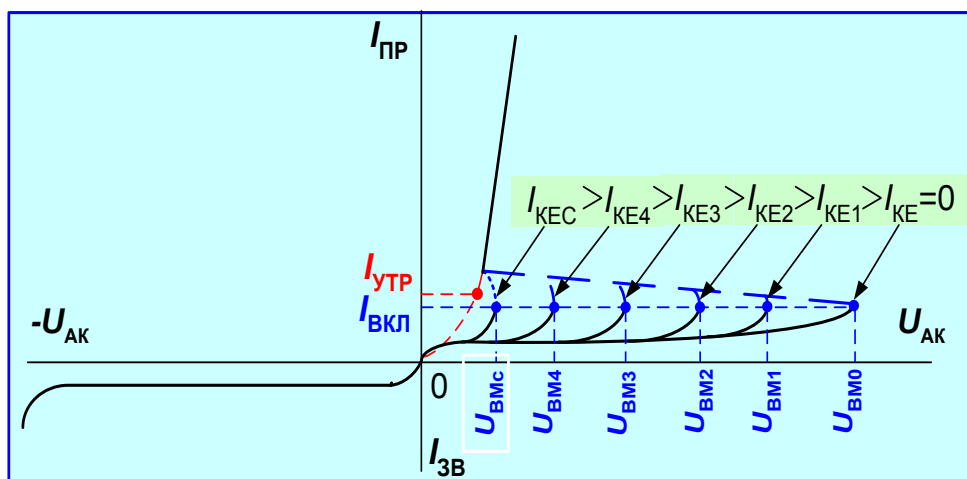


Рис. 1.50

Струм через
перехід Π_2
визначається
виразом:

$$I = \frac{M(I_o + \alpha_2 I_{KE})}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

Величина
напруги
перемикання
(рис. 1.50)

зменшується по мірі збільшення струму керуючого електрода I_{KE} .

При відповідній величині струму I_{KE} , який називається струмом спрямління $I_{KEСП}$, пряма гілка ВАХ вироджується у криву аналогічну прямій гілці ВАХ звичайного діода.

Після відпирання тиристора керуючий електрод втрачає свої керуючі властивості. В наслідок цього відпирання тиристорів здійснюється короткими імпульсами, що забезпечує їм великий коефіцієнт підсилення за потужністю ($K_P = 10^4 \div 10^5$).

Основні параметри тиристорів:

- максимально допустиме значення середнього струму через тиристор;
- імпульсна напруга у провідному стані;
- анодний струм вмикання I_{BM} ;
- повторна пряма імпульсна напруга у закритому стані;
- повторна зворотна імпульсна напруга;
- струм утримання I_{UT} – мінімальний анодний струм, при якому підтримується провідний стан тиристора;
- постійний відпираючий струм керуючого електроду;
- постійна відпираюча напруга керуючого електроду;
- час вмикання t_{BM} ;
- час вимикання t_{BIM} ;
- допустима швидкість зростання прямої напруги dU_A / dt ;
- допустима швидкість зростання анодного струму dI_A / dt .

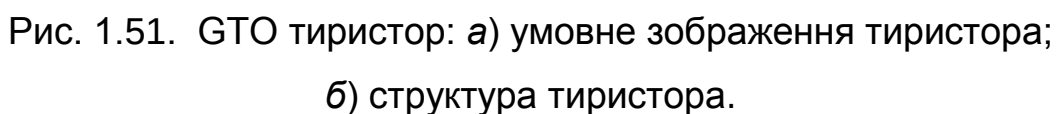
1.2.12.2. Повністю керовані тиристори (GTO)

Перші подібні тиристори з'явилися в 1960 р. у США. Вони одержали назву Gate Turn Off (GTO). У середині 90-х років були розроблені повністю керовані тиристори з кільцевим виводом керуючого електрода. Вони одержали назву Gate Commutated Thyristor (GCT) і стали в подальшому розвитком GTO-технології.

GTO тиристор - повністю керований напівпровідниковий прилад, в основі якого лежить класична чотирьохшарова структура. Такий тиристор включається і виключається відповідно подачею позитивного й негативного імпульсів струму на керуючий електрод. Подібно звичайному тиристорі, він має катод К, анод А, та керуючий електрод КЕ (іноді позначається G – gate) (рис.1.51, а).

Розробникам силових запираємих тиристорів потрібно було вирішити дві задачі. Перша - забезпечити рівномірний розподіл струму по поперечному

Для вирішення першої задачі катодний шар (рис.1.51, б) розподілений на декілька сотень елементарних комірок, рівномірно розподілених по площі і з'єднаних паралельно. Для вирішення другої задачі базовий шар p_2 з'єднується з керуючим електродом через велику кількість виводів (рівну числу катодних комірок), які також з'єднані паралельно і рівномірно розподілені по перерізу. Це забезпечує покращення умов виведення зарядів з базової області p_2 . В аноному шарі формуються шунти з напівпровідника n типу, які покращують вилучення зарядів з бази n_1 , що також зменшує час виключення тиристора.



На схематичному розрізі тиристорної структури (рис.1.51, б) верхній вивід - анодний. Анод контактує із шаром p_1 . Далі розташовані: базовий шар n_1 , базовий шар p_2 (що містить вивід керуючого електрода) і шар n_2 , що безпосередньо контактує з катодним виводом. Чотири шари утворюють відповідно три p - n переходи: Π_1 , Π_2 , Π_3 .

Вольт-амперна характеристика GTO тиристора повторює характеристику звичайного тиристора. У ввімкненому стані GTO тиристор характеризується параметрами:

- $U_{\text{пор}}$ - пороговою напругою;
- r_d - динамічним опором.

Динамічні процеси при перемиканні GTO тиристора зображені на рис. 1.52.

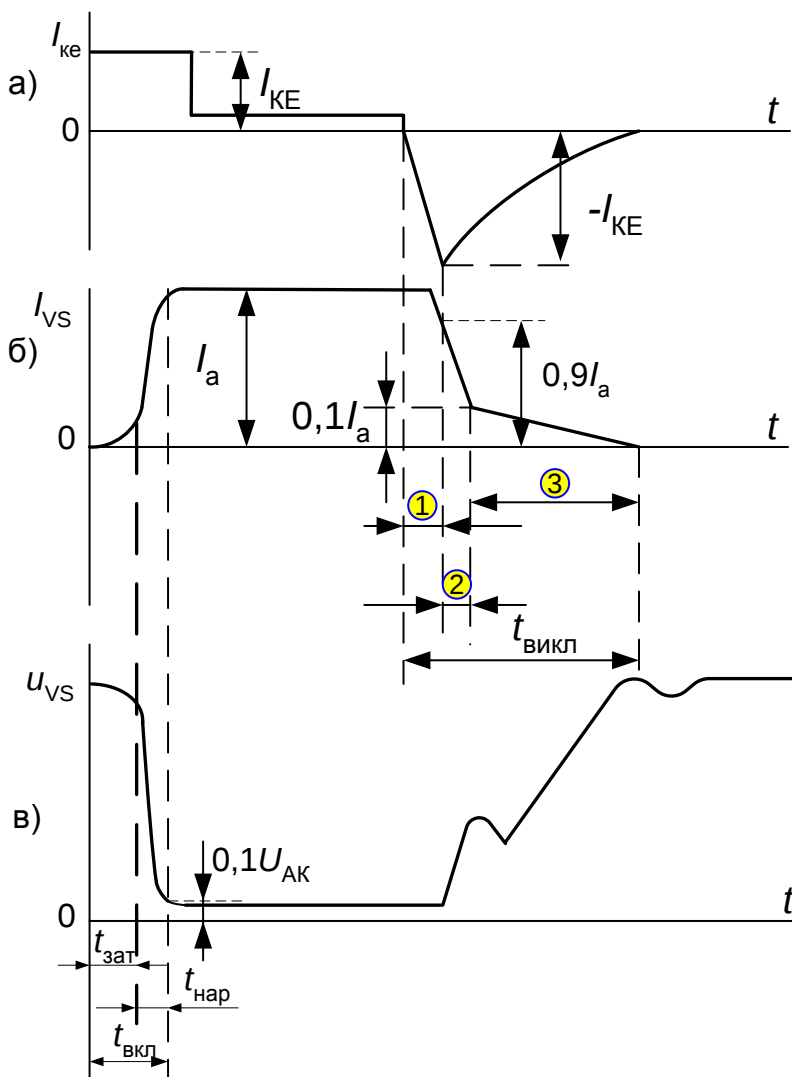


Рис. 1.52

Процес включення складається з двох інтервалів часу:

- $t_{\text{зат}}$ - часу затримки;
- $t_{\text{нар}}$ - часу наростання анодного струму, при якому напруга на тиристорі зменшується до 0,1 від початкового значення.

Час включення дорівнює сумі інтервалів затримки і наростання:

$$t_{\text{вкл}} = t_{\text{зат}} + t_{\text{нар}}$$

Для забезпечення малого часу включення і малих втрат, необхідно

щоб струм керуючого електрода наростав зі швидкістю більшою ніж 5 А/мкс.

Процес виключення запираємого тиристора складається з трьох інтервалів (рис. 1.52. б).

① Процес виключення тиристора при незмінній полярності напруги U_{AK} відбувається подачою між керуючим електродом і катодом від'ємної напруги, яка визиває струм виключення, протікання якого приводить до розсмоктування оснних носіїв заряду (дірок) в базовому шарі p_2 . Іншими словами, відбувається рекомбінація дірок, поступаючих в шар p_2 з базового шару n_1 і електронів поступаючих в цей же шар від керуючого електрода. На цьому інтервалі відбувається затримка виключення. Час затримки виключення сучасних ЗТ складає від 3 до 6 мкс.

② По мірі звільнення переходу P_2 від дірок тиристор починає запиратись. Цей процес характеризується різким зменшенням прямого струму тиристора за невеликий проміжок часу до невеликої величини (від $0,9I_a$ до $0,1I_a$).

Цей час складає від часток до одиниць мікросекунд. Одночасно із спадом струму росте анодна напруга ЗТ з достатньо великою швидкістю. Саме на цьому етапі виключення в ЗТ виділяється найбільша пікова потужність.

③ Після запирання $p-n$ переходу P_2 починає закриватися $p-n$ перехід P_3 , який за рахунок енергії накопиченої в індуктивності кола керування ще деякий час перебуває в привідкритому стані.

Тривалість 3-го етапу виключення ЗТ складає 7-10 мкс і залежить від швидкості наростання вимикаючого струму керування.

Після того, коли вся енергія, накопичена в індуктивності кола керування, буде використана, $p-n$ перехід P_3 повністю запирається.

Аналіз процесу виключення ЗТ показує, що найважливішими параметрами в даному режимі є амплітуда I_{KE} і швидкість наростання струму виключення dI_{KE}/dt . Необхідна швидкість наростання струму для більшості ЗТ лежить в межах від 10 до 25 А/мкс. На 3-му етапі виключення можливо повторне включення ЗТ під дією надмірних dU/dt в анодному ланцюзі ЗТ. Обмеження dU/dt на 3-му, так само як і на 2-му етапі виключення здійснюється демпфуючим ланцюжком (рис. 1.53).

Від'ємний виключаючий струм керуючого електрода довжиною 10 - 100 мкс повинен мати значну швидкість зростання $\frac{dI}{dt} > 20 \frac{A}{\text{мкс}}$ і значну амплітуду, яка у сучасних GTO тиристорах досягає величини до 30% від амплітуди анодного струму.

Для зменшення динамічних втрат при включенні і виключенні і забезпечення надійної роботи в схемах GTO тиристорів використовують спеціальні захисні схеми (снабери),

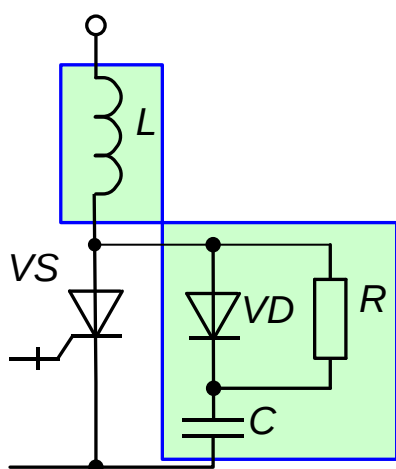


Рис.1.53 Захисні кола

тиристора

рис.1.53. Дросель L обмежує швидкість зростання струму dI/dt , конденсатор C зменшує швидкість зростання додатньої напруги, резистор R обмежує розрядний струм конденсатора при виключенні тиристора, діод VD шунтує резистор в момент включення тиристора.

Недолік GTO - більші втрати при перемиканні в порівнянні зі звичайними тиристорами і втрата енергії в захисних колах при комутації. З підвищенням частоти втрати зростають, а тому частота комутації не перевищує 500 Гц.

1.2.13. Оптрони

Оптрон представляє собою комбінацію світлодіода, який випромінює світло під дією електричного струму, і фотоприймача (фотодіода, фототранзистора, фототиристора), що генерує чи змінює струм під дією випромінювання.

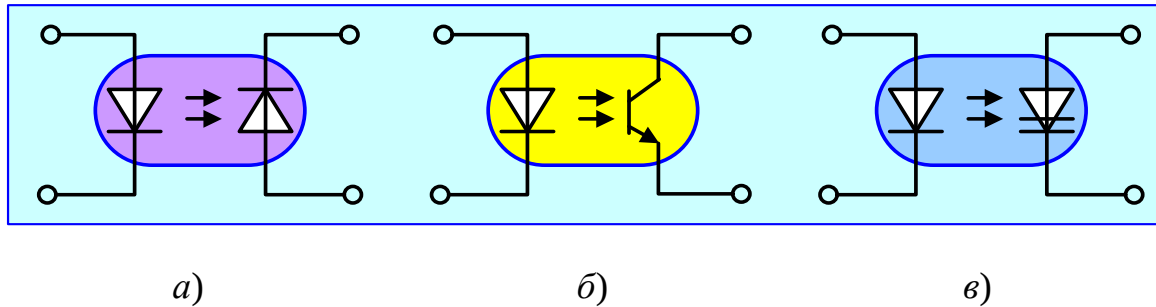


Рис. 1.53

На рис. 1.53 наведені схемні зображення оптоелектронних пар: діодної (а), транзисторної (б) і тиристорної (в). Оптрони широко використовуються в електронній апаратурі для гальванічного розмежування електронних кіл. Використання оптронів дозволяє підвищити завадостійкість апаратури, забезпечує спільну роботу пристроїв, які знаходяться під різними потенціалами.

Запитання для самоконтролю

1. Що таке напівпровідниковий діод? Наведіть класифікацію та умовні позначення напівпровідникових діодів.
2. Що таке випрямний діод? Накресліть його умовне позначення і вольт-амперну характеристику. Де застосовуються випрямні діоди?
3. Що таке напівпровідниковий стабілітрон? Накресліть його умовне позначення і вольт-амперну характеристику. Де застосовуються напівпровідникові стабілітрони?
4. Що таке напівпровідниковий варикап? Накресліть його умовне позначення і характеристику залежності ємності варикапа від зворотної напруги. Де використовують варикапи?

5. Що таке фото- і світлодіоди? Накресліть їх умовні позначення. Де використовують фото- і світлодіоди?
6. Поясніть сутність температурного коефіцієнта напруги (ТКН) стабілітрона. Від чого залежить його величина і знак (полярність)?
7. Поясніть, що таке оптрон, наведіть схемні зображення оптронів.
8. Що таке біполярний транзистор? Наведіть класифікацію та умовні зображення БП транзисторів.
9. Наведіть зв'язки між емітерним, колекторним і базовим струмами транзистора.
10. Поясніть природу некерованої складової колекторного струму транзистора ($I_{к0}$).
11. Поясніть будову і принцип дії біполярного транзистора.
12. Наведіть схеми включення біполярного транзистора.
13. Поясніть, чому коефіцієнт підсилення за струмом залежить від способу включення транзистора.
14. Поясніть, чому коефіцієнт підсилення за напругою транзистора залежить від способу його включення.
15. Поясніть, при якій схемі включення транзистор буде мати найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.
16. Зобразіть вхідну і вихідну вольт-амперні статичні характеристики біполярного транзистора, включеного за схемою зі спільним емітером.
17. Що являють собою h -параметри біполярного транзистора? Дайте фізичне тлумачення h -параметрів.
18. Наведіть фізичну Т-подібну модель транзистора. Дайте тлумачення фізичного змісту елементів схеми.
19. Поясніть сутність динамічного режиму транзистора. В яких режимах може працювати транзистор?
20. Поясніть будову та принцип роботи польового транзистора з керуючими p - n - переходами.

21. Наведіть умовні позначення n -канальних і p -канальних польових транзисторів з p - n -переходами та їх статичні характеристики.
22. Якими параметрами характеризуються польові транзистори з p - n -переходами?
23. Наведіть класифікацію польових транзисторів з ізольованим затвором.
24. Поясніть принцип роботи польового транзистора з ізольованим затвором і вбудованим каналом.
25. Накресліть графіки вольт-амперних характеристик ПТ з вбудованим каналом.
26. Поясніть принцип роботи і статичні характеристики польового транзистора з ізольованим затвором і індукованим каналом.
27. Накресліть графіки вольт-амперних характеристик ПТ з індукованим каналом.
28. Поясніть, чому в разі збільшення напруги $U_{\text{св}}$ провідний канал ПТ не перекривається.
29. Наведіть переваги польових транзисторів.
30. Наведіть структуру і поясніть принцип роботи тиристора.
31. Приведіть вольт-амперну характеристику тиристора і пояснить її характерні ділянки. На якій з ділянок тиристор має від'ємний опір?
32. Поясніть, чому відпирання тиристора при подачі струму керування відбувається лавиноподібно.
33. Що таке струм вмикання $I_{\text{ВМ}}$ і струм утримання $I_{\text{УТ}}$ тиристора?
34. Назвіть основні параметри тиристора.
35. Чому після включення тиристора відпадає необхідність в струмі керуючого електрода?
36. Яку структуру має тиристор?

37. Наведіть умовне графічне позначення тиристора.
38. Наведіть ВАХ тиристора.
39. Поясніть основні відмінності GTO тиристора від напівкерованого тиристора?

Розділ 2. Випрямлячі

Електротехнічні пристрої, призначені для перетворення електричної енергії, яка поступає з трифазної системи електропостачання, в електричну енергію постійного струму чи електричну енергію змінного струму не промислової частоти, називаються вторинними джерелами живлення.

За принципом дії вторинні джерела живлення поділяються на джерела з безпосереднім перетворенням напруги промислової частоти у постійну напругу і джерела з проміжним перетворенням випрямленої напруги в імпульсну

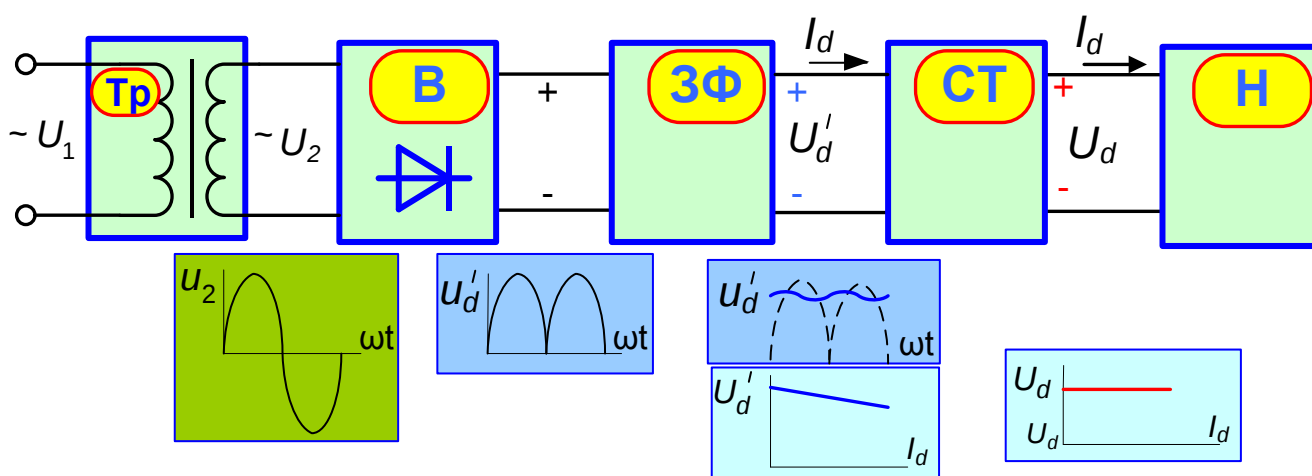


Рис. 2.1

напругу високої частоти, які ще називаються імпульсними джерелами живлення.

Історично першими почали використовуватися на практиці вторинні джерела живлення без проміжного перетворення в імпульсну напругу. Такі джерела живлення складаються з наступних частин, рис.2.1:

- **трансформатора (Тр)**, що працює на частоті мережі живлення і служить для перетворення напруги мережі у змінну напругу тієї ж частоти, але іншої величини; перетворює число фаз; виконує потенційну розв'язку мережі і навантаження;
- **випрямляча (В)**, призначеного для перетворення напруги, полярність якої періодично змінюється, у пульсуючу напругу однієї полярності;
- **згладжувального фільтра (ЗФ)**, який використовується для зменшення пульсацій випрямленої напруги;
- **стабілізатора (СТ)** для підтримання вихідної напруги на заданому рівні при зміні напруги мережі живлення та навантаження.

Режим роботи і параметри окремих елементів випрямляча, фільтра, регулятора і стабілізатора узгоджуються із заданими умовами роботи споживача постійного струму. Тому важливою задачею теорії випрямляючих пристроїв є визначення розрахункових співвідношень, які б дозволяли по заданому режиму роботи споживача визначити електричні параметри елементів стабілізатора, регулятора, фільтра, системи керування, а також вентилів і трансформатора випрямляча. По електричним параметрам цих елементів, можна здійснити їх вибір з довідкової літератури, або, якщо це необхідно, розрахувати і виготовити.

Основні параметри і характеристики випрямлячів

Експлуатаційні властивості випрямлячів характеризуються наступними величинами:

- Середнім значенням випрямленої напруги і середнім значенням випрямленого струму U_d та I_d ;
- Коефіцієнтом корисної дії (К.К.Д) $\eta = P_d / P$ - відношення активної потужності навантаження до активної потужності споживаної від мережі;

- Коефіцієнтом потужності $\chi = P/S$ - відношення активної до повної потужностей споживаних від мережі;
- Коефіцієнтом пульсації $K_{\text{пл}} = U_{m1}/U_d$ - відношення амплітудного значення першої гармоніки випрямленої напруги до середнього значення випрямленої напруги;
- Зовнішньою характеристикою $U_d = f(I_d)$ - залежність середнього значення випрямленої напруги від струму навантаження;
- Регульовальною характеристикою (для керованих випрямлячів) $U_d = f(\alpha)$ - залежність середнього значення випрямленої напруги від кута регулювання.

Класифікація випрямлячів

Випрямлячі класифікуються за наступними признаками:

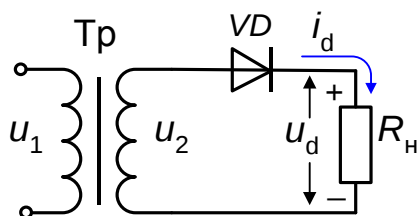
1. За структурою схем випрямлячі діляться на:
 - прості, що складаються з однієї випрамної секції;
 - складні, що складаються з двох і більше випрамних секцій, з'єднаних паралельно або послідовно.
2. За кількістю фаз мережі живлення випрямлячі поділяються на:
 - однофазні;
 - трифазні.
3. За тактністю:
 - однотоктні;
 - двотоктні.
4. За можливістю регулювання випрямленої напруги:
 - некеровані;
 - керовані.
5. За рядом інших признаков:
 - за потужністю;
 - за характером навантаження;
 - за величиною випрямленої напруги;

- за частотою мережі.

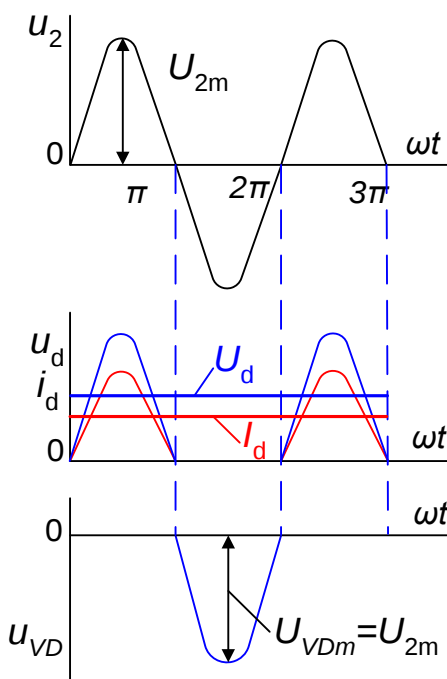
Для живлення електронних пристроїв використовуються в основному малопотужні однофазні випрямлячі.

Тема 2.1. Випрямлячі однофазного струму

Випрямлячами називаються електротехнічні пристрої, призначені для перетворення напруги, полярність якої періодично змінюється, у пульсуючу напругу однієї полярності. Здебільшого випрямлячі застосовуються для випрямлення синусоїдної однофазної чи трифазної напруги електричної мережі.



а)



б)

Рис. 2.2

2.1.1. Некеровані випрямлячі

Некеровані випрямлячі – це пристрої для перетворення однофазної або трифазної змінної напруги в однополярну пульсуючу напругу.

2.1.1.1. Однофазний однопівперіодний випрямляч

Схема однофазного однопівперіодного випрямляча наведена на рис. 2.2, а, а часові діаграми струмів і напруг на рис. 2.2, б.

Якщо на вторинній обмотці трансформатора діє додатній півперіод змінної напруги, то діод буде зміщений у прямому напрямі (діод відкритий на інтервалі часу $0 - \pi$). У колі вторинної обмотки трансформатора і у навантаженні тече струм i_d і практично вся

напруга вторинної обмотки трансформатора прикладається до опору навантаження.

Якщо ж на вторинній обмотці трансформатора діє від'ємний півперіод змінної напруги, то діод буде зміщений в зворотному напрямі (діод закритий, інтервал часу $\pi-2\pi$), струм у колі вторинної обмотки трансформатора буде практично відсутній (він дорівнюватиме зворотному струмові діода) і до закритого діода буде прикладена зворотна напруга U_{VD} , максимальне значення якої дорівнює $U_{VDm}=U_{2m}$.

На часових діаграмах (рис. 2.2) U_d і I_d відповідно середні значення випрямлених напруги і струму.

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{2\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} =$$

$$= \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,45 U_2;$$

$$U_2 = 2,22 U_d; U_{2m} = \pi U_d.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діод: $I_{асер} = I_d$.

Максимальна зворотна напруга на діоді: $U_{звм} = U_{2m} = \frac{\pi U_d}{2} = 1,57 U_d$.

Діюче значення струму діода і вторинної обмотки трансформатора:

$$I_{VD} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{U_{2m}}{R_H \cdot 2} = \frac{\pi U_d}{R_H \cdot 2} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57 I_d.$$

У кривій струму первинної обмотки трансформатора постійної складової $n \cdot I_d$ немає, а тому діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора не дорівнює діючому значенню струму вторинної обмотки.

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора:

$$I_1 = n \sqrt{I_2^2 - I_d^2} = n \cdot I_d \sqrt{1,57^2 - 1} = 1,21 n \cdot I_d.$$

За величиною діючих значень струму і напруги у вторинній обмотці трансформатора визначимо потужність вторинної обмотки

$$S_2 = I_2 \cdot U_2 = 1,57I_d \cdot 2,22U_d = 3,49P_d.$$

Потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = I_1 U_1 = n \cdot 1,21 \cdot I_d \cdot \frac{2,22U_d}{n} = 2,69P_d.$$

Потужність трансформатора визначається як півсума потужностей первинної і вторинної обмоток трансформатора:

$$S_{mp} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(2,69 + 3,49)P_d}{2} = 3,09P_d.$$

Коефіцієнт пульсації визначається відношенням амплітуди першої гармоніки випрямленої напруги до її середнього значення

$$K_{\Gamma 1} = U_{1m} / U_d = 1,57.$$

Основною перевагою однопівперіодного випрямляча є його простота. До його недоліків слід віднести порівняно великий коефіцієнт пульсації, малі середні значення випрямлених струмів і напруг, наявність постійної складової струму у вторинній обмотці трансформатора, що приводить до підмагнічування магнітопроводу трансформатора і збільшення його потужності.

2.1.1.2. Однофазний випрямляч за схемою з нульовим виводом

Робота схеми на активне навантаження

Схема випрямляча зображена на рис. 2.3, а. Вторинна обмотка трансформатора має вивід від її середини (нульовий вивід), відносно якого вторинні півобмотки утворюють двофазну напругу. Півобмотки мають однакове число витків ($w_{2-1}=w_{2-2}=w_2$), а тому напруги, що в них

трансформуються, відносно нульового виводу будуть однакові за величиною

$|u_{2-1}|=|u_{2-2}|=|u_2|$ і протилежні за фазою.

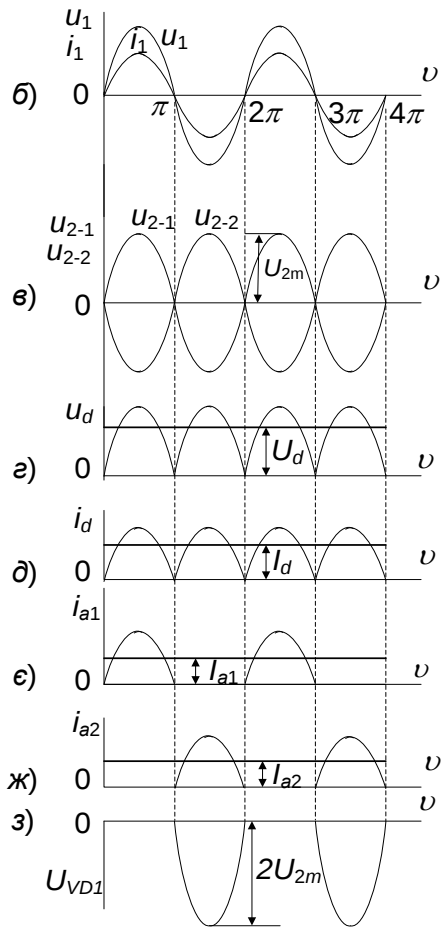
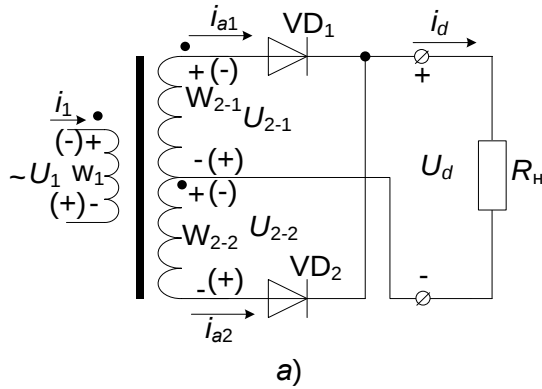


Рис. 2.3

прикладається до навантаження R_n , утворюючи на ньому напругу u_d (рис.2.3, г). На цьому інтервалі через обмотку трансформатора w_{2-1} , діод VD_1 і навантаження буде протікати один і той же струм, тобто, $i_{w_{2-1}} = i_{VD_1} = i_d = u_{2-1}/R_f$ (рис. 2.3, д).

Діод VD_2 на цьому інтервалі буде закритий зворотною напругою $u_{3B}=2u_{2-2}$.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n=w_2/w_1=u_2/u_1$.

При розгляді роботи схеми будемо рахувати, що трансформатор і діоди ідеальні, тобто $r_{Tp}=0$, $r_{прVD}=0$, $r_{звVD}=\infty$.

Принцип дії схеми. Вторинні обмотки трансформатора підключені до анодів діодів VD_1 і VD_2 , катоди яких об'єднані між собою. Випрямлена напруга u_d знімається між точкою з'єднання катодів і нульовою точкою трансформатора. Принцип дії випрямляча розглянемо з використанням часових діаграм напруг і струмів, зображених на рис. 2.3, б-з.

Якщо на інтервалі $0-\pi$ на вторинних обмотках трансформатора діють напруги, полярність яких зображені на рис. 2.3, в, то до анода діода VD_1 відносно нульового виводу прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода VD_2 – негативної. Діод VD_1 буде відкритий і напруга вторинної обмотки u_{2-1}

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} =$$

$$= \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2,$$

або діюча і амплітудна напруги вторинних обмоток трансформатора

$$U_2 = 1,11U_d; \quad U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_d.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди:

$$I_{\text{асер}} = I_d/2.$$

Максимальна зворотна напруга на діодах:

$$U_{\text{звм}} = 2U_{2m} = \frac{2\pi U_d}{2} = \pi U_d.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_{\pi 1} = U_{m1}/U_d = 2/(m_n^2 - 1) = 0,667.$$

Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_{m1}/U_d = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} =$$

$$= \frac{I_{2m}}{2} = \frac{U_{2m}}{R_H \cdot 2} = \frac{\pi U_d}{2R_H \cdot 2} = \frac{\pi}{4} I_d = 0,785I_d.$$

Тут враховано, що $\int \sin^2 ax = \frac{1}{2}x - \frac{1}{4a} \sin 2ax$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (n \cdot I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = n \cdot I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} =$$

$$\frac{n \cdot I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot \pi}{2\sqrt{2}} I_d = n \cdot 1,11 I_d.$$

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = I_1 U_1 = n \cdot 1,11 \cdot I_d \cdot \frac{1,11 U_d}{n} = 1,23 P_d.$$

Розрахункові потужності вторинних обмоток трансформатора:

$$S_2 = 2I_2 \cdot U_2 = 2 \cdot 0,785 I_d \cdot 1,11 U_d = 1,74 P_d.$$

Розрахункова потужність трансформатора визначається як півсума потужностей первинної і вторинних обмоток трансформатора:

$$S_{mp} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(1,23 + 1,74) P_d}{2} = 1,48 P_d.$$

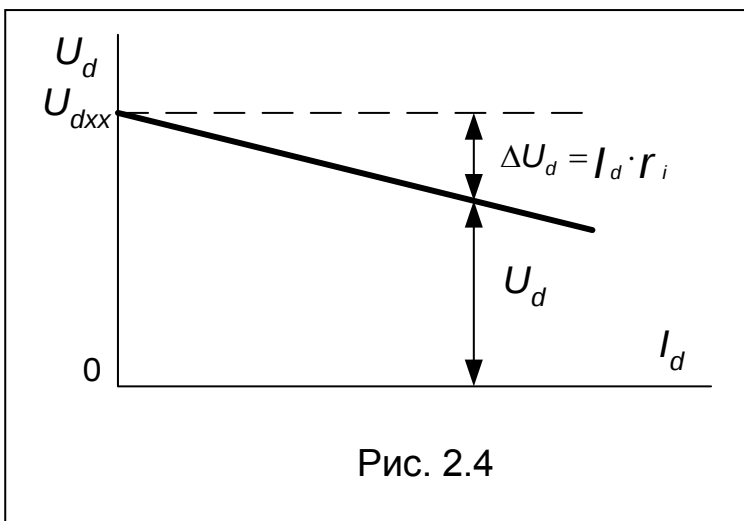


Рис. 2.4

Зовнішня характеристика випрямляча $U_d = f(I_d)$ має вигляд показаний на рис. 2.4.

$$U_d = U_{dxx} - (\Delta U_d = I_d \cdot r_i),$$

де $r_i = r_{пр} + r$ – внутрішній опір випрямляча,

$r_{пр}$ - прями́й опір діода,

$r_{тр}$ – опір обмоток трансформатора.

Робота випрямляча на активно-індуктивне навантаження

Процеси в схемі випрямляча при активно-індуктивному навантаженні (рис. 2.5, а) розглянемо за допомогою часових діаграм (рис. 2.5, б ÷ з), на

яких для порівняння пунктиром показані криві при чисто активному навантаженні. При цьому будемо рахувати, що трансформатор і діоди ідеальні, тобто, $r_{тр}=0$, $r_{пр}=0$, $r_{зв}=\infty$

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2.$$

Діючі значення напруг на обмотках трансформатора виражені через середнє значення випрямленої напруги:

$$U_2 = \frac{U_d}{0,9} = 1,11U_d, \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{1,11U_d}{n}.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди: $I_{а\text{сеп}} = I_d/2$.

Максимальна зворотна напруга на діодах:

$$U_{звм} = 2U_{2m} = \frac{2\pi U_d}{2} = \pi U_d.$$

Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\omega t} = I_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - 0)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 0,707I_d.$$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (n \cdot I_d)^2 d\omega t} = n \cdot I_d.$$

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = I_1 U_1 = n \cdot I_d \cdot \frac{1,11U_d}{n} = 1,11P_d.$$

Розрахункова потужність
вторинних обмоток
трансформатора:

$$S_2 = 2I_2 \cdot U_2 = 2 \cdot 0,707I_d \cdot 1,11U_d = 1,57P_d.$$

Розрахункова потужність
трансформатора визначається як
півсума потужностей первинної і
вторинних обмоток
трансформатора:

$$S_{mp} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(1,11 + 1,57)P_d}{2} = 1,34P_d$$

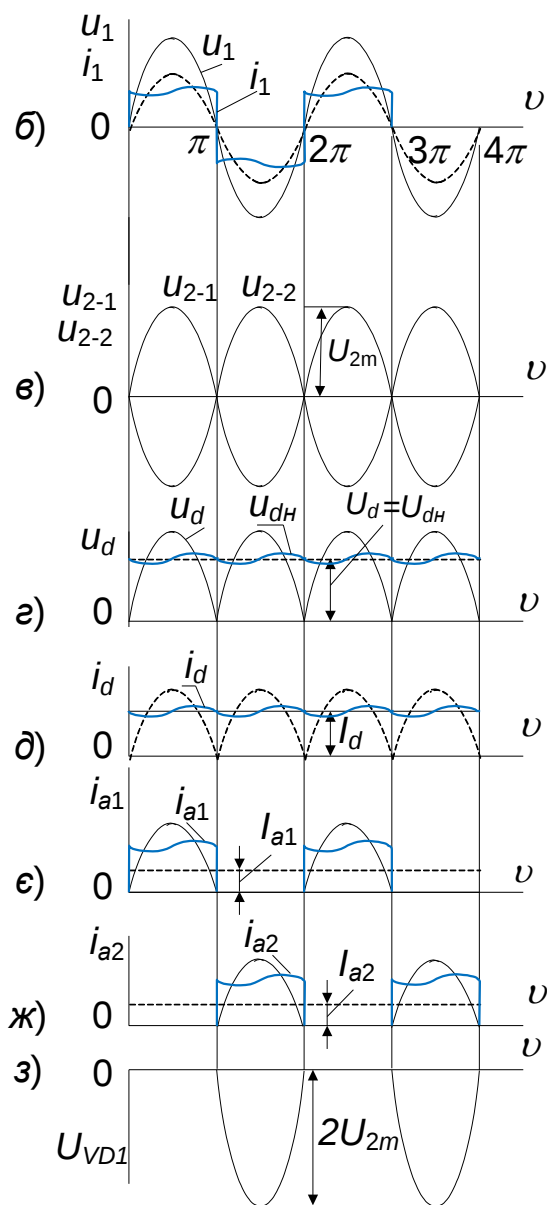
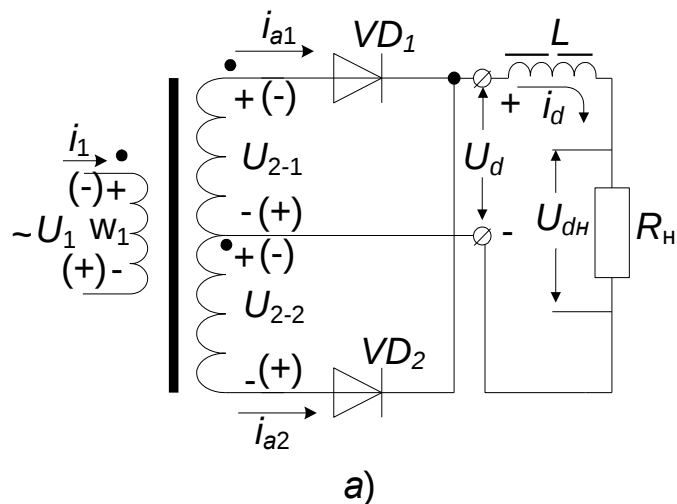


Рис. 2.5

2.1.1.3. Однофазний мостовий випрямляч (схема Греца)

Робота схеми на активне навантаження

Випрямляч складається з трансформатора і комплексу вентилів $VD1...VD4$, з'єднаних за мостовою схемою (рис. 2.6, а). Змінна напруга U_2 підводиться до однієї діагоналі моста, а опір навантаження R_H підключений до іншої. Діоди $VD1$ і $VD2$, катоди яких мають спільну точку, утворюють катодну групу діодів, а діоди $VD3$ і $VD4$, аноди яких мають спільну точку, - анодну групу. Діоди проводять струм попарно: $VD1, VD4$ і $VD2, VD3$, при цьому в кожную пару входить один діод з катодної групи, анод якого має найвищий потенціал, і один діод анодної групи, потенціал катода якого є найменший.

Робота схеми. Якщо на першому півперіоді $(0 - \pi)$ напруга на вторинній обмотці трансформатора має полярність позначену на рис. 2.6, а без дужок, то струм протікає через вторинну обмотку трансформатора, діоди $VD1, VD4$ і опір навантаження R_H . Діоди $VD2, VD3$ на цьому інтервалі знаходяться в закритому стані. До них прикладається зворотна напруга, яка дорівнює напрузі вторинної обмотки трансформатора U_2 . До навантаження буде прикладена напруга вторинної обмотки трансформатора U_2 . На другому півперіоді $(\pi - 2\pi)$ струм протікає через вторинну обмотку трансформатора, діоди $VD2, VD3$ і R_H (показаний на рис. 2.6, а пунктиром), а до діодів $VD1, VD4$ прикладається зворотна напруга, яка

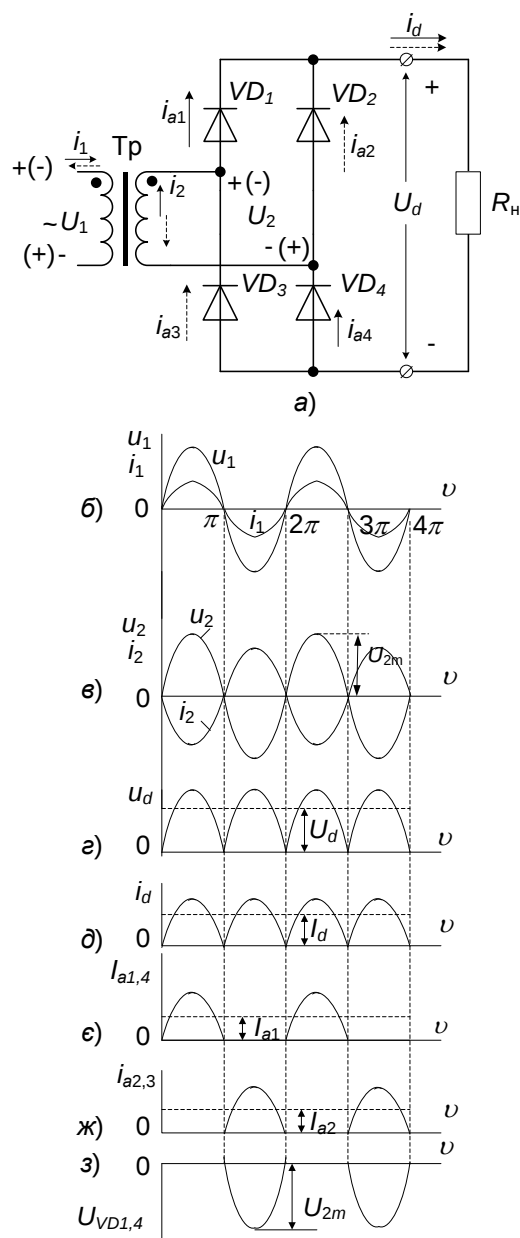


Рис. 2.6

дорівнює напрузі U_2 (якщо нехтувати падінням напруги на відкритих діодах). Струм навантаження не змінює свого напрямку в обидва півперіоди, тобто випрямляється. Таким чином, діоди схеми працюють попарно, пропускаючи через опір навантаження обидві півхвилі змінного струму. Випрямлена напруга представляє собою однополярні півхвилі змінної напруги вторинної обмотки трансформатора. Кратність пульсацій в кривій випрямленої напруги по відношенню до частоти мережі дорівнює двом. Форма випрямленого струму i_d (рис. 2.6, д) повторює за формою криву випрямленої напруги. Діаграми струмів і напруг на елементах схеми приведені на рис. 2.6, б, ..., з.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2.$$

Діючи значення напруг на обмотках трансформатора виражені через середнє значення випрямленої напруги:

$$U_2 = \frac{U_d}{0,9} = 1,11U_d, \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{1,11U_d}{n},$$

де n – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди:

$$I_{\text{асер}} = I_d/2.$$

Максимальна зворотна напруга на діодах:

$$U_{\text{звм}} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi U_d}{2} = 1,57U_d.$$

Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} = \frac{\pi U_d}{2R_H} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 1,11I_d.$$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (n \cdot I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = n \cdot I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} = \frac{n \cdot I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot \pi}{2\sqrt{2}} I_d = n \cdot 1,11 I_d.$$

Потужності обмоток трансформатора в мостового випрямляча однакові і рівні типовій потужності трансформатора:

$$S_{TP} = S_1 = S_2 = I_1 U_1 = n 1,11 I_d \cdot \frac{1,11 U_d}{n} = 1,23 P_d.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_{\Pi 1} = \frac{U_{m1}}{U_d} = \frac{2}{m_{\Pi}^2 - 1} = 0,667,$$

де $m_{\Pi} = 2$ - кратність пульсацій випрямленої напруги.

В порівнянні зі схемою з нульовим виводом мостова схема має такі переваги:

- краще використовується трансформатор;
- немає вимушеного підмагнічення трансформатора;
- менша зворотна напруга на діодах;
- може працювати без трансформатора.

До недоліків мостової схеми слід віднести – більша кількість діодів.

Основні параметри, якими визначаються властивості випрямлячів, приведені у таблиці.

Параметр	Однонапівперіодний	Двонапівперіодний	
		З середньою точкою	Мостовий
Середнє значення випрямленої напруги, U_d	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$

Амплітуда першої гармоніки випрямленої напруги, U_{1m}	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_2$	$\frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \cdot U_2$	$\frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \cdot U_2$
Частота пульсації випрямленої напруги, f_n	f_2	$2 \cdot f_2$	$2 \cdot f_2$
Максимальна зворотна напруга на діоді, U_{VDM}	$\sqrt{2} \cdot U_2$	$2\sqrt{2} \cdot U_2$	$\sqrt{2} \cdot U_2$
Коефіцієнт пульсацій, K_{n1}	1,57	0,667	0,667

Робота мостової схеми на індуктивне навантаження

Схема і часові діаграми приведені на рис. 2.7.

Будемо рахувати, що $L_d = \infty$, $r_{тр} = 0$, $r_{пр} = 0$, $r_{зв} = \infty$.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \\
 &= \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2.
 \end{aligned}$$

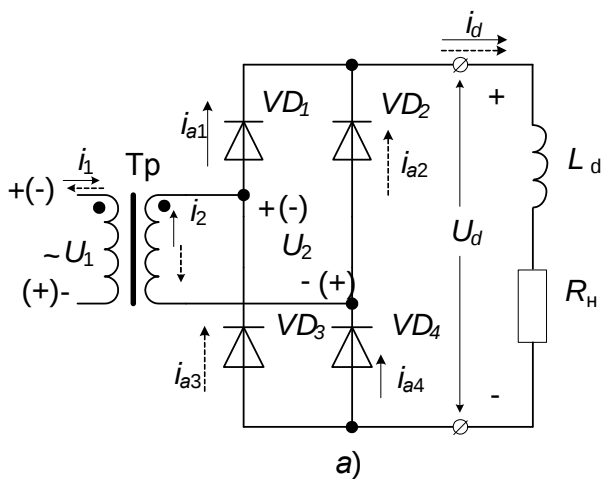
Діючі значення напруг на обмотках трансформатора виражені через середнє значення випрямленої напруги:

$$U_2 = \frac{U_d}{0,9} = 1,11 U_d, \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{1,11 U_d}{n}.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди:

$$I_{асер} = I_d / 2.$$

Максимальна зворотна напруга на діодах:



$$U_{звм} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi U_d}{2} = 1,57U_d.$$

Діюче значення струму у вторинній і первинній обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\omega t} = I_d,$$

$$I_1 = n \cdot I_d.$$

Потужність трансформатора:

$$S_{TP} = S_1 = S_2 = I_1 U_1 = n I_d \cdot \frac{1,11 U_d}{n} = 1,11 P_d.$$

2.1.2. Однофазні керовані випрямлячі

Керовані випрямлячі - це

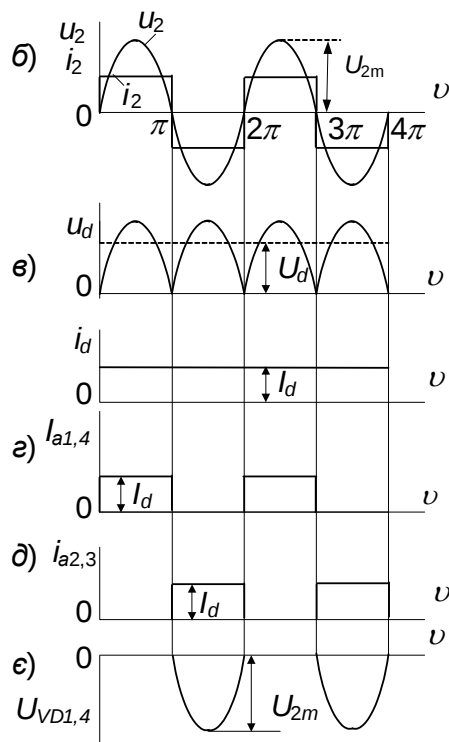


Рис. 2.7

випрямлячі, які забезпечують регулювання випрямленої напруги на навантаженні у заданих межах. Такі випрямлячі будуються на тиристорах, MOSFET або IGBT транзисторах. На

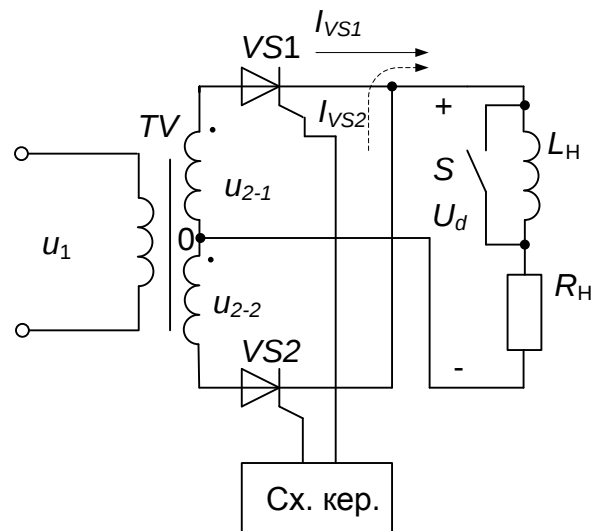


Рис. 2.8

рис. 2.8 наведена схема однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, а на рис. 2.9 – мостова схема (схема Греца). Схема керування формує імпульси керування тиристорами

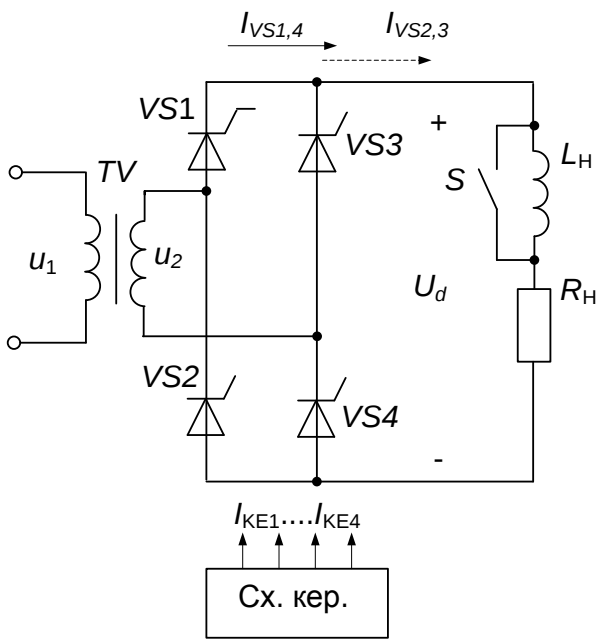


Рис. 2.9

та їх зсув відносно точок природного відпирання. Точки природного відпирання відповідають моментам відпирання не керованих вентилів (діодів). В однофазних схемах точками природного відпирання є: $0, \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$

Часовий інтервал між моментом подачі імпульсу до керуючого електрода і точкою природного відпирання вентиля називається *кутом керування* α . До моменту подачі керівного імпульсу тиристор закритий і напруга живлення не поступає до навантаження (рис. 2.10, а).

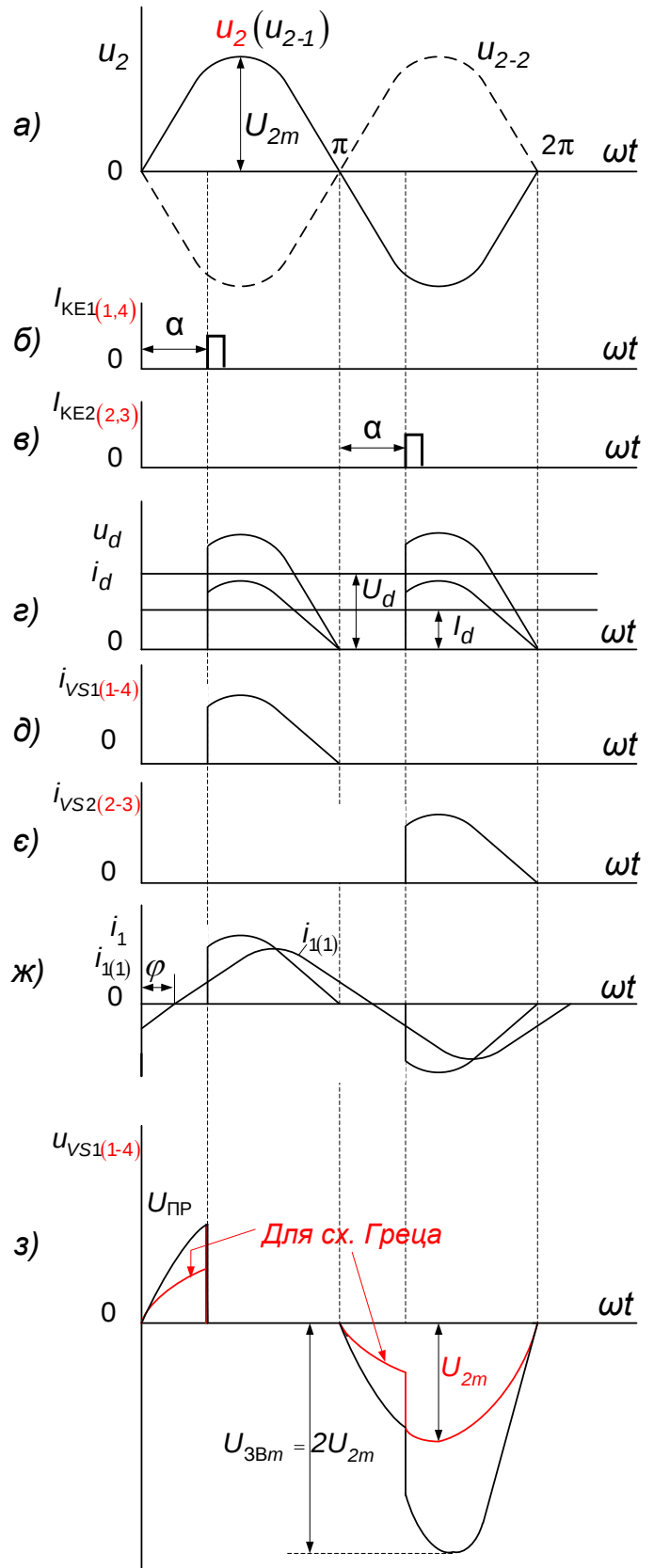


Рис.2.10

У момент подачі керівного імпульсу тиристор стрибком відкривається, з'єднуючи навантаження з джерелом живлення.

Вимикається тиристор у результаті зменшення його анодного струму нижче струму утримання. Зі збільшенням кута керування α тривалість ввімкненого стану тиристора зменшується і відповідно зменшується середнє значення випрямленої напруги.

Таким чином, у керованому випрямлячеві регулювання випрямленої напруги здійснюється не за рахунок зміни амплітуди змінної напруги, підведеної до навантаження, а за рахунок тривалості підключення навантаження до мережі в кожному півперіоді змінної напруги живлення.

Робота схем на активне навантаження

На рис. 2.10 наведені часові діаграми роботи схем з нульовим виводом і мостової на активне навантаження. У разі, якщо діаграми відрізняються, то для мостової схеми вони виділені кольором.

Керування тиристорами випрямлячів здійснюється малопотужною електронною системою імпульсно-фазового керування.

При розгляді схем на активне навантаження будемо рахувати, що $\alpha \neq 0$, $L_d = 0$ (ключ S замкнений), $r_{VD\text{відк}} = 0$, $r_{VD\text{закр}} = \infty$, $r_{\text{тр}} = 0$.

Середнє значення випрямленої напруги становить:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} (\cos \pi - \cos \alpha) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Діючі значення напруги на вторинній і первинній обмотках трансформатора визначаються при $\alpha=0$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = 1,11 U_{d0}, \quad U_1 = \frac{1,11 U_{d0}}{n},$$

де n - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Кут керування, при якому випрямлена напруга дорівнює нулю, називається максимальним кутом керування α_m .

При активному навантаженні $\alpha_m = 180^\circ$.

Максимальна величина зворотної напруги на тиристорах дорівнює:

$$U_{3Bm} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = 3,14U_{d0}.$$

$$U_{3Bm} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_{d0} \text{ (для схеми Греца).}$$

Пряма напруга на тиристорах:

$$U_{np} = U_{2m} \sin \omega t$$

$$U_{np} = \frac{U_{2m}}{2} \sin \omega t \text{ (для сх. Греца).}$$

Середнє значення струму тиристорів:

$$I_{aVS} = I_d / 2.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_{\Pi 1} = \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}.$$

У керованих випрямлячах при чисто активному навантаженні має місце фазовий зсув першої гармоніки споживаного струму $i_{1(1)}$ відносно вхідної синусоїдної напруги, тобто керований випрямляч при чисто активному навантаженні має еквівалентну індуктивну реакцію і споживає від мережі реактивну потужність.

Фазовий зсув між напругою і першою гармонікою струму в первинній обмотці трансформатора дорівнює $\phi_1 = \alpha/2$ (рис. 2.10, ж).

Робота КВ на індуктивне навантаження

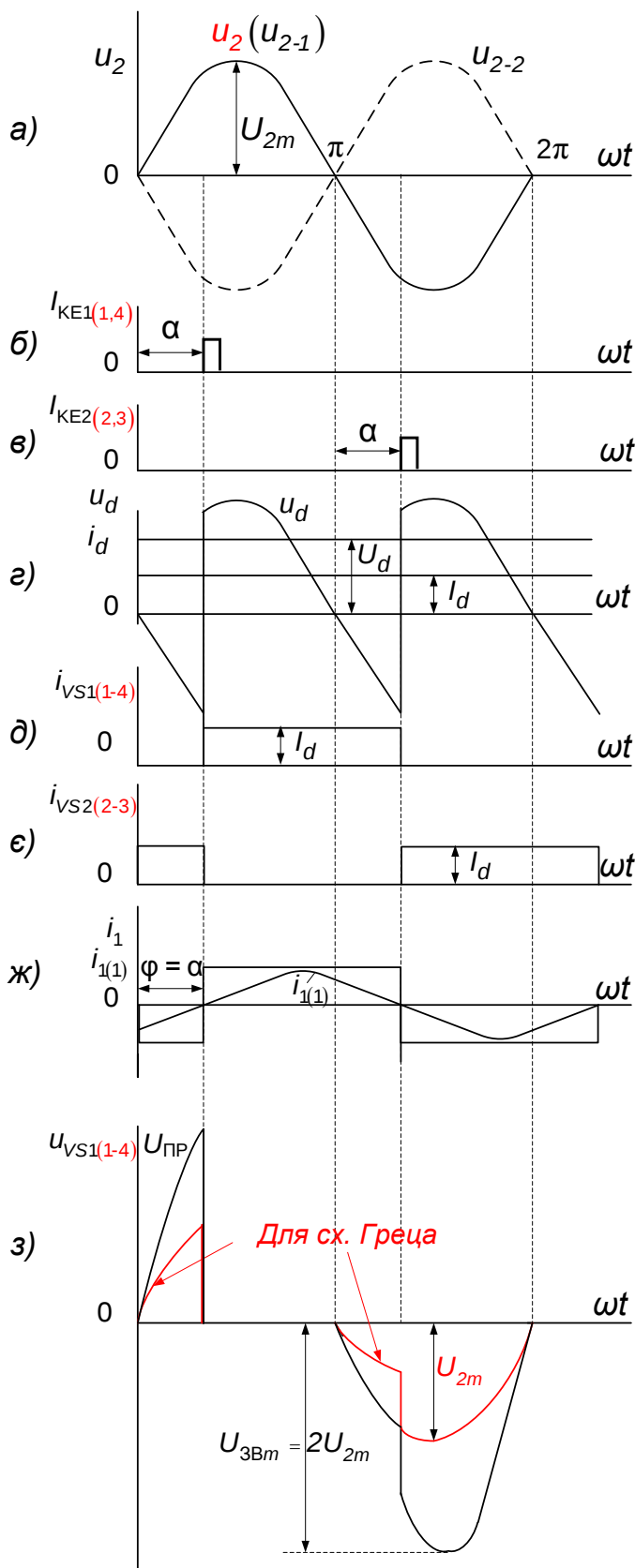


Рис. 2.11

Індуктивність в колі навантаження затримує на деякому інтервалі процеси протікання струму в порівнянні з режимом роботи на активне навантаження. У зв'язку з цим струм в колі тиристора зменшується до значення нижче струму утримання, з деяким запізненням відносно часу природного закриття вентилля. У кривій напруги на навантаженні з'являються від'ємні площинки. При цьому можна виділити два режими роботи:

- режимом перервних струмів (РПС), коли в навантаженні ідуть по черзі інтервали протікання струму та безструмові паузи;

- режим неперервних струмів (РНС) - при відсутності безструмових пауз у навантаженні.

При роботі на індуктивне навантаження будемо рахувати, що в схемах на рис. 2.8 і 2.9 $\alpha \neq 0$, $L_d = \infty$ (ключ S розімкнений), $r_{VD\text{відк}} = 0$, $r_{VD\text{закр}} = \infty$, $r_{тр} = 0$.

Часові діаграми, що

пояснюють роботу схем на індуктивне навантаження, наведені на рис. 2.11.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = U_{d0} \cos \alpha. \quad U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2.$$

Максимальний кут керування:

$$\alpha_m = 90^\circ.$$

Середнє значення струму діодів:

$$I_{vs} = I_d / 2.$$

Максимальна величина зворотної напруги:

$$U_{3Bm} = 2\sqrt{2} U_2 = 3,14 U_{d0}.$$

$$U_{3Bm} = \sqrt{2} U_2 = 1,57 U_{d0} \text{ (для сх. Греца).}$$

Пряма напруга на тиристорах

$$U_{\text{ПР}} = 2\sqrt{2} U_2 \sin \alpha.$$

$$U_{\text{ПР}} = \sqrt{2} U_2 \sin \alpha \text{ (для сх. Греца).}$$

Фазовий зсув між напругою і першою гармонікою струму в первинній обмотці трансформатора $\varphi_1 = \alpha$.

Регульовальні характеристики при активному і індуктивному навантаженні наведені на рис. 2.12.

Зовнішня (навантажувальна) характеристика керованого випрямляча (рис. 2.13) залежить як від струму навантаження, так і від величини кута керування α .

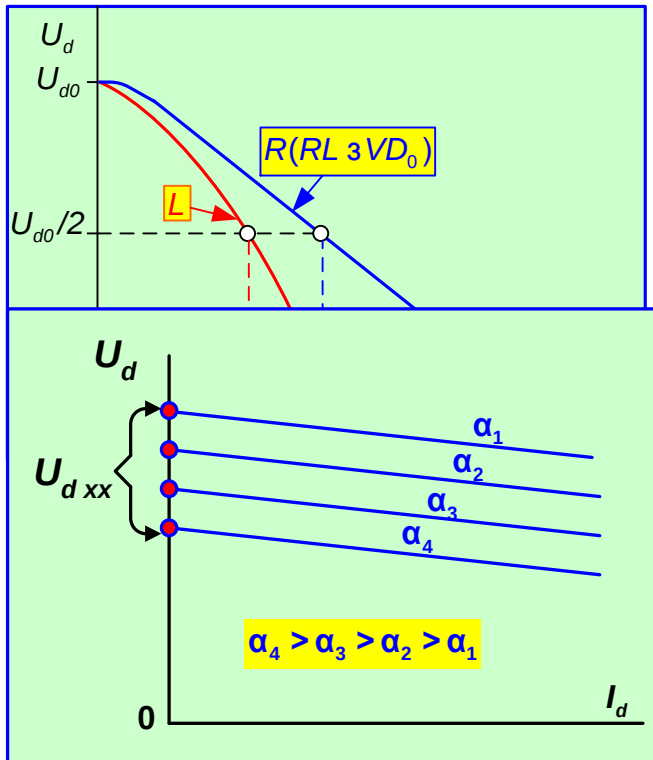


Рис. 2.13

Робота КВ на RL навантаження з нульовим діодом (VD_0)

Нульовий діод використовується при роботі випрямляча на індуктивне навантаження з метою зменшення споживання від мережі реактивної потужності і, відповідно, для покращення коефіцієнта потужності випрямляча $\cos\phi_1$. Нульовий діод VD_0 шунтує навантаження (рис. 2.14, 2.15) і включається в моменти, коли напруга на навантаженні змінює знак з додатної на від'ємну.

На рис. 2.16 приведені часові діаграми, які пояснюють принцип дії схем за умови що $L_f = \infty$; $\alpha \neq 0$, а вентиля і трансформатори ідеальні ($r_{np}=0$, $r_{tp}=0$, $L_{tp}=0$). На інтервалах α струм протікає через навантаження і діод VD_0 . Через те, що відкритий діод шунтує навантаження, напруга на навантаженні на цих інтервалах (випрямлена напруга) буде дорівнювати нулю.

$$U_d = U_{dxx} - I_d(r_{mp} + r_{vs}n + r_{dp}),$$

де

- $U_{dxx} = U_{d0} \frac{1 + \cos\alpha}{2}$ - при активному навантаженні;
- $U_{dxx} = U_{d0} \cos\alpha$ - при індуктивному навантаженні;
- r_{mp} , r_{vs} , r_{dp} активні опори відповідно трансформатора, тиристора і дроселя;
- n - кількість одночасно відкритих тиристорів.

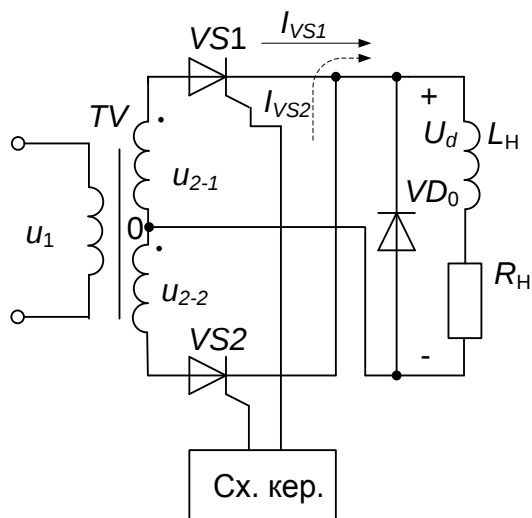


Рис. 2.14

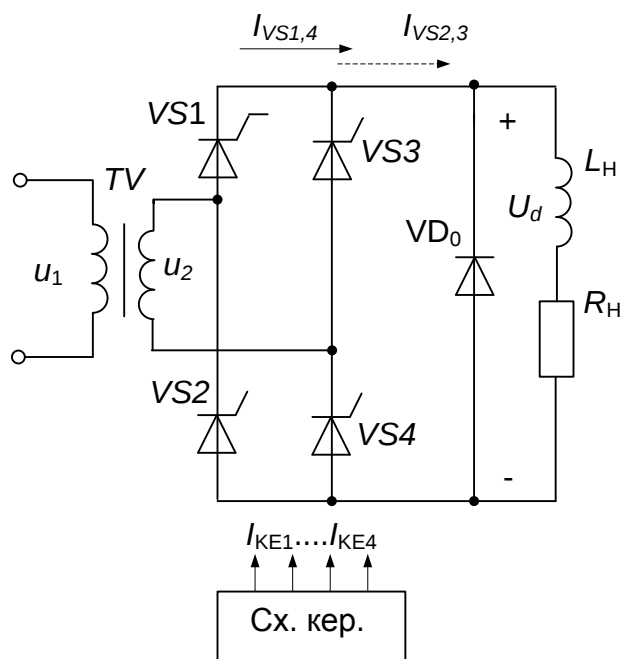


Рис.2.15

В результаті перша гармоніка струму в первинній обмотці трансформатора виявляється зсунутою по фазі відносно напруги мережі на кут $\alpha/2$, тобто $\varphi_1 = \alpha/2$.

Середнє значення випрямленої напруги буде дорівнювати:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Середнє значення струму, що протікає через тиристори:

$$I_{VS\text{ср}} = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi}.$$

Діюче значення струму, що протікає через тиристори і вторинні обмотки трансформаторів:

$$I_{VS} = \frac{I_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}.$$

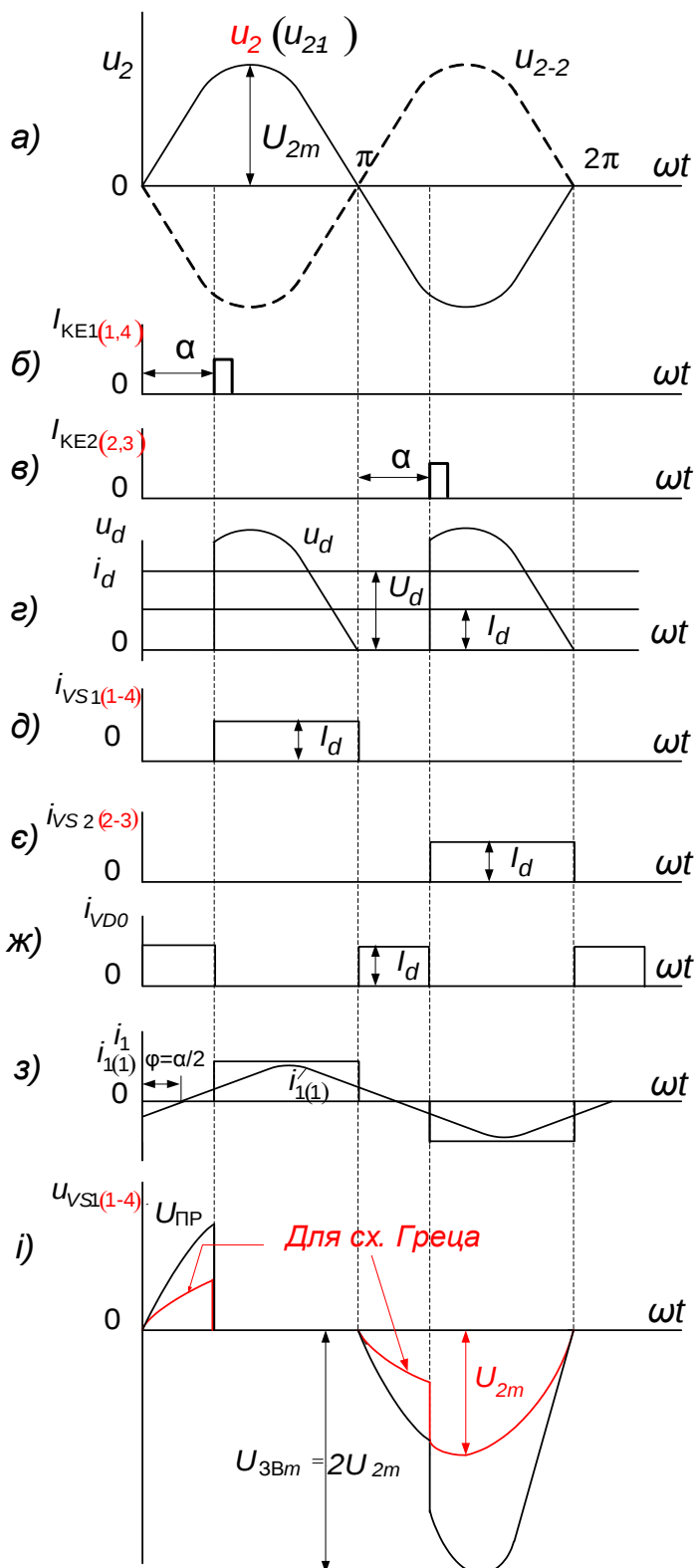


Рис. 2.16

Середнє значення струму
нульового діода:

$$I_{VD0\text{сеп}} = I_d \cdot \frac{\alpha}{\pi}.$$

Діюче значення струму
нульового діода:

$$I_{VD0} = I_d \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}.$$

Максимальна зворотна
напруга на тиристорах, як і в
схемах без нульового діода, буде
дорівнювати:

$U_{3Bm} = 2\sqrt{2}U_2 = 3,14U_{d0}$ - для
схеми з нульовим виводом;

$U_{3Bm} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_{d0}$ - для сх.
Греца.

Коефіцієнт пульсації

$$K_{\pi 1} = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}.$$

Максимальний кут керування

$$\alpha_{\text{макс}} = \pi.$$

Запитання для самоконтролю

1. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однопівперіодного однофазного випрямляча.
2. Що таке джерела вторинного живлення? Які пристрої відносять до цих джерел? Як класифікуються джерела вторинного живлення? Нарисуйте структурну схему джерела вторинного живлення і поясніть призначення його блоків.
3. Що таке випрямляч? Наведіть повну структурну схему випрямляча. Зазначте основні електричні параметри випрямляча.
4. Охарактеризуйте основні типи некерованих випрямлячів однофазного змінного струму. Накресліть їх схеми.
5. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії двопівперіодного однофазного випрямляча з нульовим виводом.
6. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча при роботі на активне навантаження.
7. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча.
8. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча при роботі на індуктивне навантаження.
9. Наведіть переваги і недоліки однофазних випрямлячів: з нульовим виводом і мостового.
10. Що таке коефіцієнт пульсації випрямленої напруги? Чому дорівнює коефіцієнт пульсації однофазних двотактних підсилювачів?
11. Поясніть, що таке кут керування керованого випрямляча. Поясніть залежність випрямленої напруги від величини кута керування.
12. Нарисуйте схему і поясніть роботу однофазного керованого випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження.

13. Нарисуйте схему і поясніть роботу однофазного мостового керованого випрямляча на активне навантаження.
14. Що таке максимальний кут керування і чому він дорівнює у керованого випрямляча з нульовим виводом при роботі на активне навантаження?
15. Нарисуйте схему і поясніть роботу керованого випрямляча з нульовим виводом при роботі на індуктивне навантаження.
16. Нарисуйте схему і поясніть роботу керованого випрямляча з нульовим виводом при роботі на індуктивне навантаження.
17. Нарисуйте схему і поясніть роботу мостового керованого випрямляча при роботі на індуктивне навантаження.
18. Чому дорівнює максимальний кут керування мостового керованого випрямляча при роботі на індуктивне навантаження.
19. Нарисуйте регулювальні характеристики однофазних двотактних керованих випрямлячів при роботі на активне і індуктивне навантаження.
20. Поясніть залежність зовнішньої характеристики від величини кута керування.
21. З якою метою включають нульовий діод на виході керованого випрямляча, що працює на індуктивне навантаження?

Тема 2.2. Випрямлячі трифазного струму

2.2.1. Трифазні некеровані випрямлячі

Трифазні випрямлячі використовують в основному для живлення споживачів середньої і великої потужності. В трифазних випрямлячах краща якість випрямленої напруги за рахунок зниження амплітуди пульсацій випрямленої напруги. Випрямлена напруга трифазних випрямлячів, в порівнянні з однофазними випрямлячами, легше піддається згладжуванню через більшу частоту пульсацій. Завантаження вентилів за струмом і напругою у трифазних схемах менші ніж у однофазних випрямлячів. Первинні обмотки трансформаторів таких випрямлячів з'єднуються зіркою або трикутником.

Простішим трифазним випрямлячем є схема з нульовим виводом, яку ще називають схемою Міткевича.

2.2.1.1. Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора (схема Міткевича)

Трифазна схема з нульовим виводом (рис. 2.17, а) складається з трансформатора, вторинні обмотки якого з'єднані зіркою. Первинні обмотки можуть бути з'єднані зіркою або трикутником. Виводи вторинних обмоток з'єднані з анодами трьох діодів, катоди яких об'єднані між собою. Навантаження підключається між нульовим виводом трансформатора і катодами діодів. Розглянемо спочатку роботу схеми на активне навантаження. При цьому не будемо рахувати, що індуктивності розсіювання обмоток трансформатора L_s дорівнюють нулю, а трансформатор і діоди ідеальні ($r_{тр}=0$, $X_{тр}=0$, $r_{VDпр}=0$, $r_{VDзв}=\infty$) і комутація струмів відбувається миттєво.

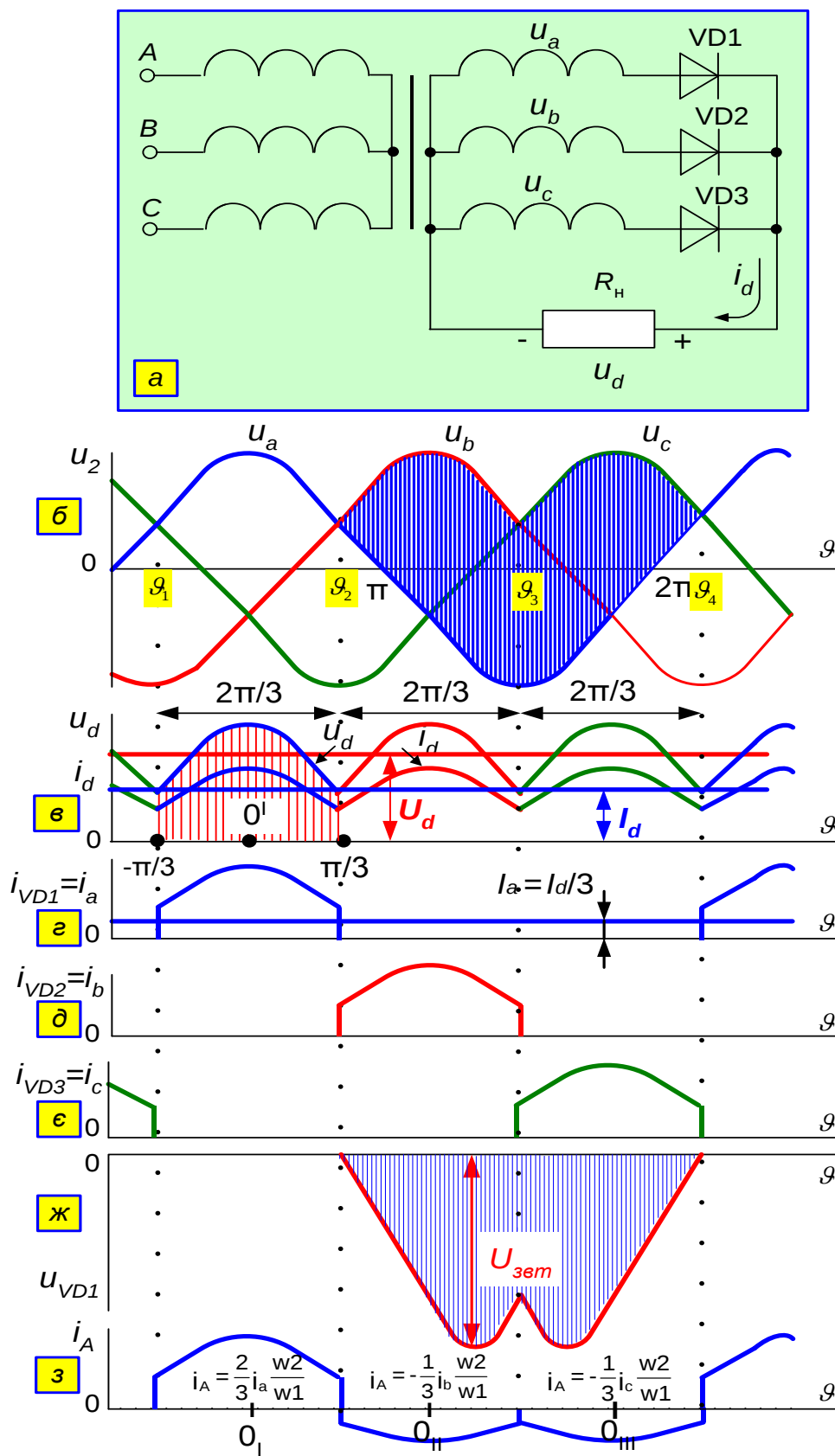


Рис. 2.17

На рис. 2.17, б показані фазні напруги u_a , u_b , u_c вторинних обмоток трансформатора відносно нульової точки. У будь який момент часу струм пропускає тільки один діод, анод якого має найбільш високий потенціал відносно нульового виводу трансформатора. Таким чином, кожний діод буде пропускати струм одну третю періоду ($2\pi/3$) мережі живлення.

На рис. 2.17, б показані фазні напруги вторинних обмоток трансформатора відносно нульового виводу (u_a , u_b і u_c). Через те, що навантаження підключене між нульовим виводом трансформатора і спільною точкою катодів діодів, останні спроможні проводити струм тільки при додатній полярності фазних напруг вторинних обмоток трансформатора. У відкритому стані може перебувати тільки той із діодів, який підключений до фази з найбільшою в даний час напругою. Кожен із непровідних діодів буде закритий зворотною напругою, яка дорівнює різниці напруг його фази і фази відкритого діода.

Відкритий діод підключає напругу відповідної фази до навантаження. Випрямлена напруга u_d і струм i_d при чисто активному навантаженні мають однакову форму і утворюють трикратну пульсацію за період мережі $m_1=m_2=3$. Черговість відкривання діодів характеризують криві струмів на рис. 2.17, б. Середнє значення випрямленої напруги визначимо інтегруванням одного періоду випрямленої напруги, взявши за початок відліку точку O' (заштрихована область).

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} U_{2m} \cos(\omega t) d\omega t = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2.$$

Середнє значення випрямленого струму при активному навантаженні визначається аналогічно:

$$I_d = \frac{3}{\pi} I_{dm} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0,83 I_{dm}.$$

Коефіцієнт пульсації по першій гармоніці випрямленої напруги:

$$K_{n(1)} = \frac{U_{(1)m}}{U_d} = \frac{2}{m_n^2 - 1} = \frac{2}{3^2 - 1} = 0,25.$$

Частота пульсації першої гармоніки при частоті мережі $f_M = 50$ Гц:

$$f_1 = m_2 \cdot f_M = 3 \cdot 50 = 150 \text{ Гц}.$$

Середнє значення струму через діод за період мережі буде у три рази менше струму навантаження:

$$I_{VD\text{сеп}} = \frac{I_d}{m_2} = \frac{0,83I_{dm}}{3} = 0,277I_{dm}, \quad \text{або} \quad \frac{I_{dm}}{I_{VD\text{сеп}}} = 3,63.$$

На рис. 2.17, б зображена крива зворотної напруги на діоді VD_1 , яка представляє собою різницю потенціалів анода і катода. Зміна потенціалу анода визначається напругою фази a (u_a), а катода напругою фази b (u_b), при відкритому діоді VD_2 і напругою фази c (u_c), при відкритому діоді VD_3 . Таким чином, зворотна напруга на діоді VD_1 складається з ділянок лінійних напруг u_{ab} і u_{ac} . Максимальне значення зворотної напруги дорівнює амплітуді лінійної вторинної напруги:

$$U_{зв\text{макс}} = \sqrt{2}U_{2m} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 = \sqrt{6}U_2 = \frac{2\pi}{3}U_d = 2,09U_d.$$

Визначимо електричні параметри трансформатора. Діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора:

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} = 0,855U_d.$$

Струм у вторинній обмотці трансформатора протікає, як і через діод, на протязі часу $2\pi/3$ за кожний період, а тому його діюче значення дорівнює:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} I_{dm}^2 \cos^2(\omega t) d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/3} I_{dm}^2 \left(\frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) d\omega t} =$$

$$= I_{dm} \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}{4\pi}} = 0,484 I_{dm} = 0,583 I_d.$$

Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора:

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 3 \cdot \frac{1}{1,17} U_d \cdot 0,583 I_d = 1,48 P_d.$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 d\omega t}.$$

Струм i_A за період мережі змінюється на трьох інтервалах за різними законами, як зображено на рис.2.17, з. Якщо визначати діюче значення струму фази А для кожного інтервалу, взявши за початок координат точки 0_I , 0_{II} і 0_{III} , то діюче значення фазного струму первинної обмотки трансформатора буде визначатися наступним чином:

$$I_1 = \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_{am} \cos \omega t^2 \right) d\omega t + 2 \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \left(\frac{1}{3} I_{am} \cos \omega t^2 \right) d\omega t \right]} =$$

$$= I_{am} n \sqrt{\frac{3}{27} + \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{6\pi}} = 0,395 n I_{am} = 0,476 n I_d,$$

де $n = w_2/w_1$ - коефіцієнт трансформації трансформатора;

$I_{am} = U_{2m}/r_d$ - амплітудне значення струму вторинної обмотки трансформатора.

Розрахункова потужність первинних обмоток трансформатора:

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 3 \frac{U_2}{n} \cdot I_1 = 3 \cdot \frac{0,855 U_d}{n} n 0,476 I_d = 1,22 P_d.$$

Розрахункова потужність трансформатора дорівнює півсумі потужностей первинних і вторинних обмоток:

$$S_{\text{тр}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,22P_d + 1,48P_d}{2} = 1,35P_d.$$

Криві струмів діодів мають постійну складову, яка протікає через вторинні обмотки трансформатора створює в кожному з трьох осердь однонаправлений потік примусового намагнічування трансформатора. Це явище приводить до примусового підмагнічення осердя трансформатора і збільшення повної його потужності.

Для усунення додаткових втрат потужності через наявність змінної складової потоку примусового підмагнічування, первинні обмотки трансформатора об'єднуються трикутником. Розрахункова потужність трансформатора при цьому не змінюється. Для усунення в осерді трансформатора постійної складової потоку примусового підмагнічування кожен вторинну обмотку поділяють на дві частини і одержані шість обмоток з'єднують зигзагом (рис. 2.18).

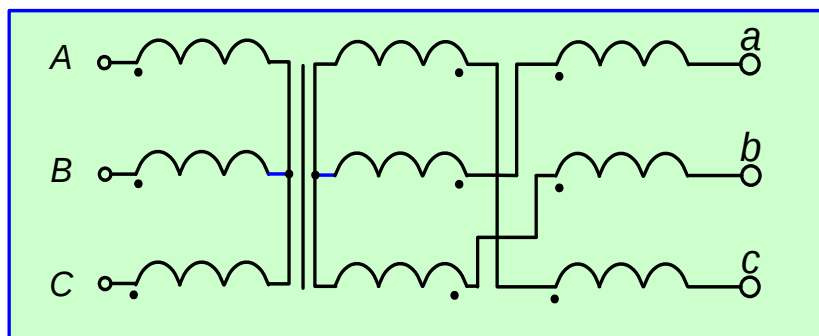


Рис. 2.18.

Перевагою схеми Міткевича є мале падіння напруги на діодах, тому що в будь який момент відкритий тільки один діод.

До недоліків слід віднести погане використання трансформатора, відносно велика зворотна напруга на діодах і наявність вимушеного намагнічування трансформатора.

2.2.1.2. Трифазний мостовий випрямляч (схема Ларіонова)

Робота схеми на активне навантаження

Трифазний мостовий випрямляч (рис. 2.19, а) складається з шести діодів розбитих на дві групи: одна група, до якої входять діоди $VD1$, $VD3$ і $VD5$, катоди яких об'єднані в одну точку, називається катодною групою, друга група діодів $VD2$, $VD4$ і $VD6$, аноди яких об'єднані в одну точку, називається анодною групою. Між собою ці групи з'єднані послідовно. Таким чином, трифазний мостовий випрямляч складається з двох трифазних випрямлячів з нульовим виводом. Навантаження підключається між точками з'єднання катодів і анодів діодів. Схема підключається до мережі змінного струму через трансформатор, первинні і вторинні обмотки якого можуть об'єднуватися зіркою або трикутником. Вона може також використовуватись без трансформатора. В мостовій схемі (при умові, що $r_a=0$, $L_a=0$, $L_d=0$) одночасно в провідному стані перебувають два діоди, один з катодної і один з анодної групи. У катодній групі буде відкритий той діод, потенціал анода якого найбільший, а в анодній групі буде відкритий діод, потенціал катода якого є найменшим. Діаграми, пояснюючі роботу схеми, наведені на рис. 2.19, б,..., з. Так на інтервалі 1-2 струм пропускають діоди $VD1$ і $VD4$, на інтервалі 2-3 - $VD1$ і $VD6$, на інтервалі 3-4 - $VD3$ і $VD6$, на інтервалі 4-5 - $VD3$ і $VD2$, на інтервалі 5-6 - $VD5$ і $VD2$, на інтервалі 6-1 - $VD5$ і $VD4$ і т.д. Черговість провідного стану діодів катодної і анодної груп показані на рис. 2.19, г і д. На інтервалі 1-2 випрямлена напруга визначається різницею фазних напруг u_a і u_b , тобто, дорівнює лінійній напрузі u_{ab} , на інтервалі 2-3 випрямлена напруга дорівнює лінійній напрузі $u_d=u_{ac}$ і т. д. Інтервал провідності кожного діода дорівнює $\lambda=2\pi/3$, а інтервал спільної роботи двох діодів дорівнює $\pi/3$. Випрямлена напруга (рис. 2.19, е) за період мережі живлення має шестикратну пульсацію ($m_n=6$) і складається з шести ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

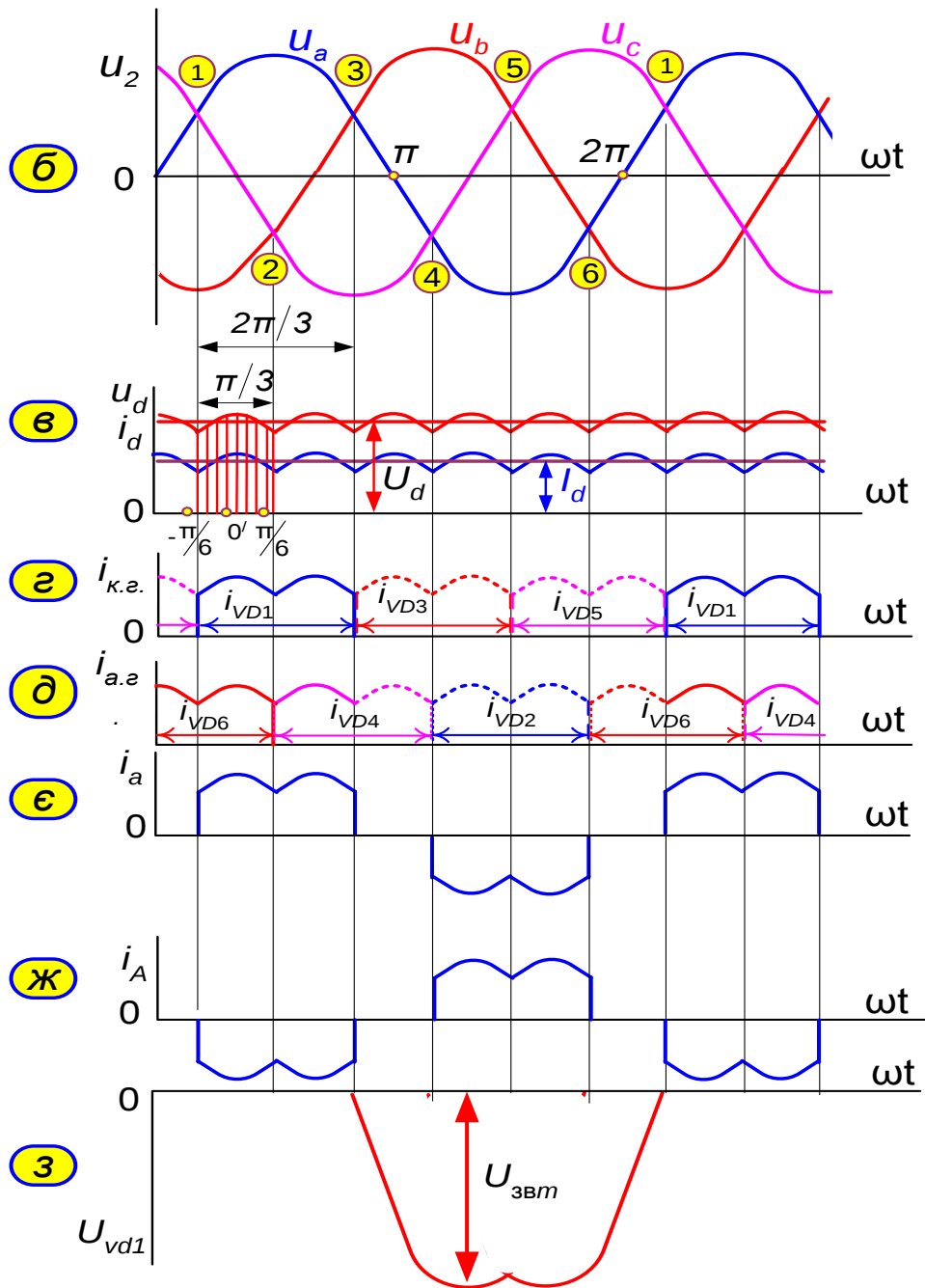
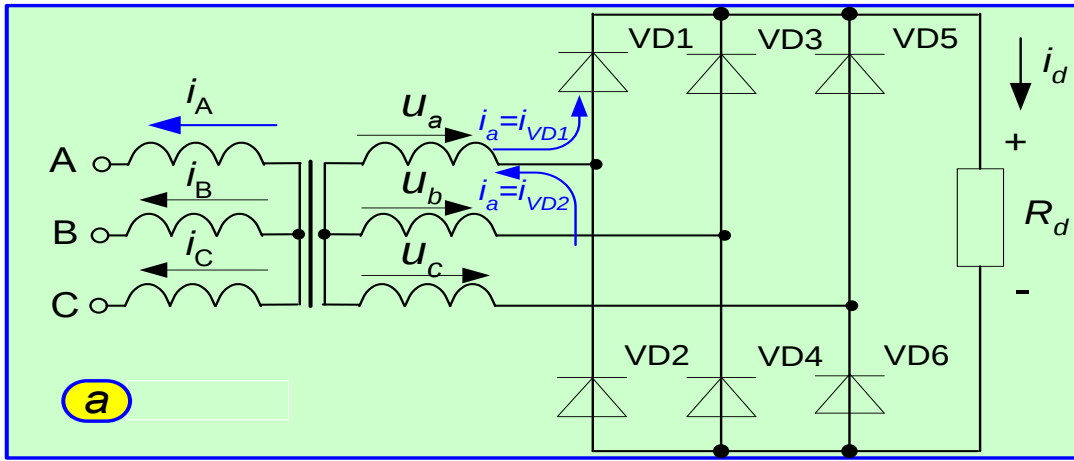


Рис. 2.19

Середнє значення випрямленої напруги визначають за середнім значенням випрямленої напруги за період $\pi/3$, взявши за початок координат точку $0'$ (заштрихована ділянка на рис. 2.19, в):

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6}{\pi} \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34U_2.$$

Середнє значення випрямленої напруги в два рази більше ніж у з трифазній схемі з нульовим виводом. При заданій напрузі U_d в мостовій схемі потрібна вдвічі менша напруга U_2 :

$$U_2 = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} = 0,427U_d.$$

Середнє значення випрямленого струму при активному навантаженні:

$$I_d = \frac{6}{\pi} I_{dm} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3}{\pi} I_{dm} = 0,96I_{dm}.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги по першій гармоніці:

$$K_{n(1)} = \frac{2}{m_n^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057.$$

Частота пульсації першої гармоніки випрямленої напруги при $f_M=50$ Гц:

$$f_1 = m_2 f_M = 300 \text{ Гц}.$$

Середнє значення струму діода:

$$I_{VD\text{сеп}} = \frac{I_d}{3}.$$

При відкритому стані двох діодів випрямляча інші чотири діоди закриті прикладеною до них зворотною напругою. Її максимальна величина дорівнює амплітуді лінійної напруги (рис. 2.19 , з):

$$U_{\text{зв макс}} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 = \sqrt{2}\sqrt{3} \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_d = \frac{\pi}{3} U_d = 1,045U_d.$$

Крива струму вторинної обмотки трансформатора визначається струмами двох діодів підключених до однієї фази (струм i_a на рис. 2.19, а, є). Струм вторинної обмотки трансформатора є змінним з амплітудою I_{dm} і паузою між імпульсами довжиною $\pi/3$, коли обидва діоди даної фази закриті. Постійна складова у струмові вторинних обмоток відсутня, а тому в трифазному мостовому випрямлячеві немає примусового підмагнічування осердя трансформатора. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_{dm}^2 \cos^2 \vartheta d\vartheta} = I_{dm} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{6}\right)}{\pi}} = 0,78I_{dm} = 0,817I_d.$$

Струм первинної обмотки трансформатора (рис. 2.19, ж) зв'язаний зі струмом його вторинної обмотки коефіцієнтом трансформації:

$$I_1 = nI_2 = n \cdot 0,817I_d,$$

де $n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_1}$. - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Діюче значення напруги первинної обмотки трансформатора:

$$U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{\frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_d}{n} = \frac{0,427U_d}{n}.$$

Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора дорівнює розрахунковій потужності первинних обмоток і розрахунковій потужності трансформатора:

$$S_{\text{тр}} = S_1 = S_2 = m_2 U_2 I_2 = 3 \cdot 0,427U_d \cdot 0,817I_d = 1,045P_d.$$

Трифазний мостовий випрямляч характеризується найкращим коефіцієнтом використання потужності трансформатора, малою зворотною напругою на діодах, високою частотою і малою амплітудою пульсацій випрямленої напруги. Схема широко використовується у потужних випрямлячах.

Робота схеми на індуктивне навантаження

Індуктивне навантаження є найбільш поширеним на практиці. Розглянемо роботу схеми (рис. 2.20, а) за умови, що індуктивність розсіювання обмоток трансформатора дорівнює нулю, а індуктивність навантаження безкінечно велика $L_d = \infty$. Розгляд схеми проведемо з використанням часових діаграм, приведених на рис. 2.20, б - з.

Принцип роботи схеми аналогічний раніше розглянутому режиму на активне навантаження. Відмінність полягає у тому, що струм в навантаженні через наявність в ньому безкінечно великої індуктивності ідеально згладжений (рис. 2.20, б) і дорівнює $I_d = U_d / R_H$. Оскільки кожний діод проводить струм на протязі третини періоду, то середнє значення анодного струму $I_a = I_d / 3$, а максимальний анодний струм $I_{amax} = I_d$. Форма струму і черговість роботи катодної і анодної груп діодів приведені на рис. 2.20, г, д.

Середнє значення випрямленої напруги визначається, як і при активному навантаженні, по середньому значенні напруги u_d за період повторюваності $\pi/3$ (заштрихована ділянка на рис. 2.20, е):

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \approx 2,34 U_2.$$

Діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора

$$U_2 = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_d = 0,427 U_d.$$

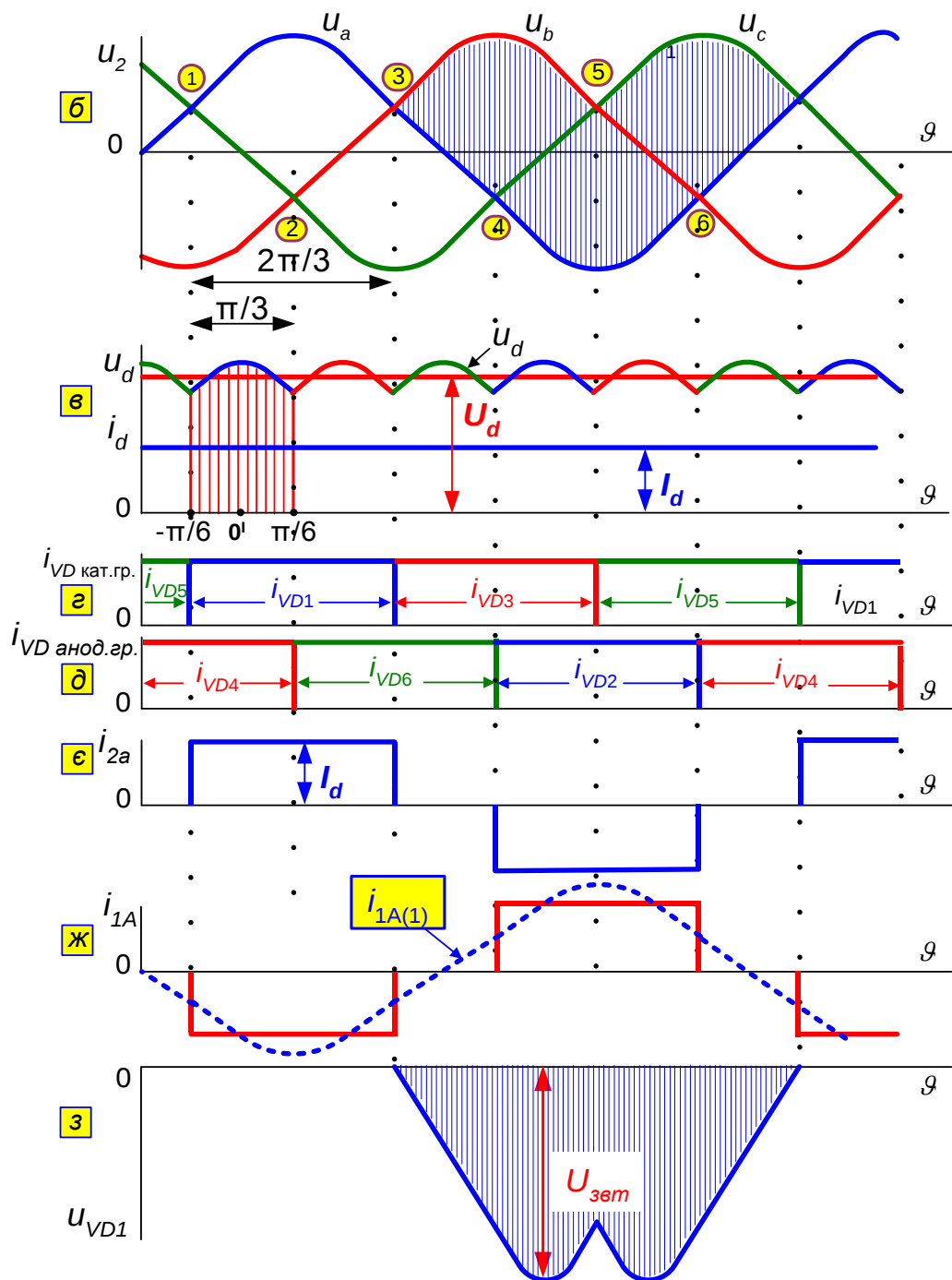
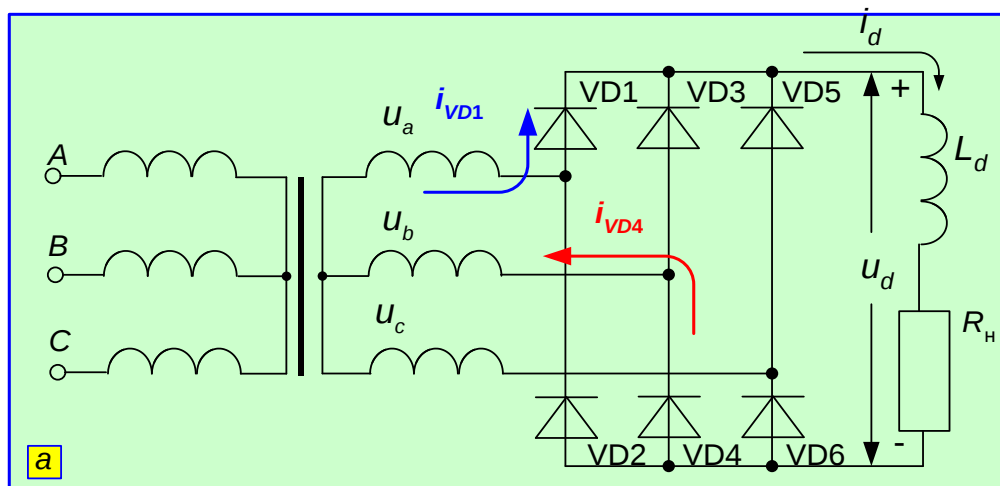


Рис. 2.20

Максимальна зворотна напруга на діодах:

$$U_{зв\ макс} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_2 = \sqrt{2}\sqrt{3} \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_d = \frac{\pi}{3} U_d = 1,045U_d.$$

Струм у вторинних обмотках трансформатора є змінним і має форму прямокутних імпульсів з амплітудою I_d і паузою між імпульсами довжиною $\pi/3$ (рис. 2.20 , є). Постійна складова струму у вторинній обмотці відсутня і, відповідно, відсутнє примусове підмагнічування осердя трансформатора. Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{2\pi}{6}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0,817I_d.$$

Діюче значення струму у первинних обмотках трансформатора:

$$I_1 = nI_2 = n \cdot 0,817I_d.$$

Перша гармоніка споживаного струм, як і в усіх некерованих випрямлячів (без урахування комутації вентилів) співпадає по фазі з напругою живлення.

Розрахункові потужності вторинних і первинних обмоток трансформатора і розрахункова потужність трансформатора в цілому, як і при активному навантаженні, дорівнюють:

$$S_{тр} = S_1 = S_2 = 1,045P_d$$

Врахування комутації вентилів в схемі трифазного мостового випрямляча

При розгляді трифазної мостової схеми ми не враховували вплив на комутаційні процеси індуктивностей розсіювання обмоток трансформатора і індуктивностей мережі живлення. Наявність цих індуктивностей будемо враховувати приведеними до вторинних обмоток трансформатора

реактивними опорами x_{aa} , x_{ab} , x_{ac} (рис. 2.21). Ці опори

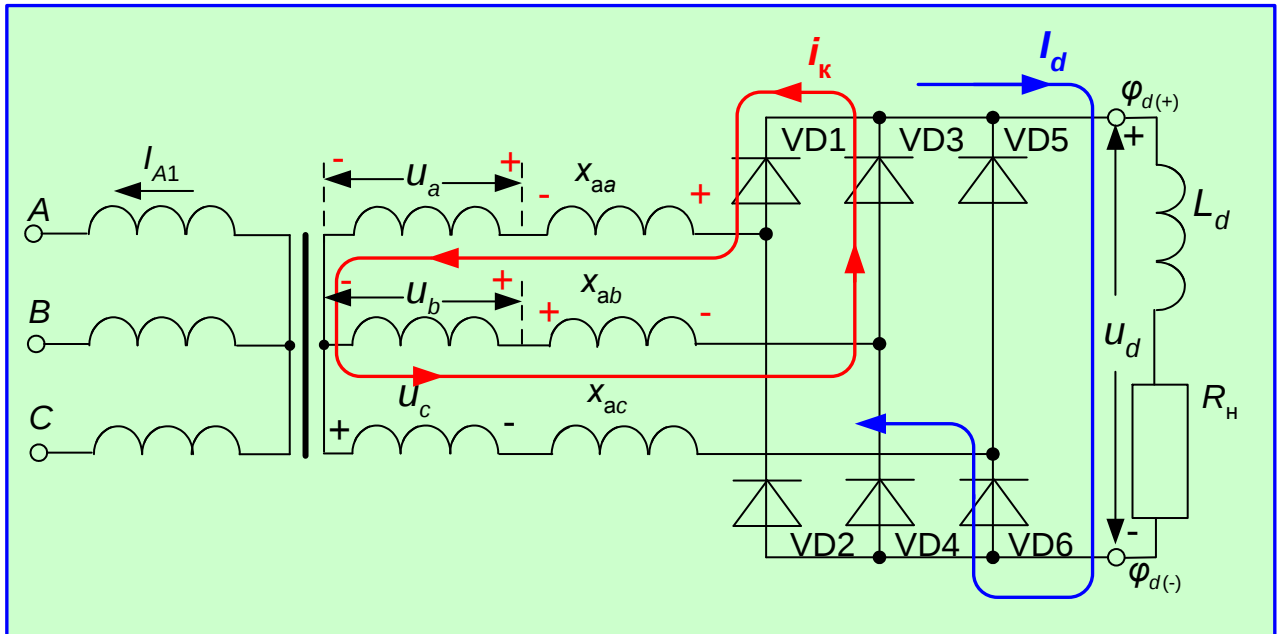


Рис. 2.21

впливають на перехід струму з одного вентиля на інший в межах анодної і катодної груп. Кожний перехід струму з одного вентиля на інший в межах анодної і катодної груп відбувається за час комутації γ . Комутація починається в точках природного відпирання наступних вентилів (точки 1-6 на рис. 2.22, а), яким відповідають моменти часу $\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_3, \vartheta_4$ і т. д. на рис. 2.22, б. В цих точках однакові фазні напруги вторинних обмоток трансформатора, наприклад, $u_a = u_b$ в точці 3.

Під час комутації відкриті одночасно три вентиля, два з яких в анодній або катодній групі приймають участь у комутації (рис. 2.22, в, г). Під час комутації у струм вентиля, який закінчує роботу, спадає до нуля, а струм вентиля, що вступає в роботу (якщо $L_d = \infty$) зростає до $i_d = I_d$. На рис. 2.21 показано протікання струму навантаження I_d і струму комутації i_k при переході в катодній групі струму з вентиля $VD1$ на вентиль $VD3$, який починається в момент U_3 з точки **3** на рис. 2.22, а. В анодній групі в цей час відкритий вентиль $VD6$.

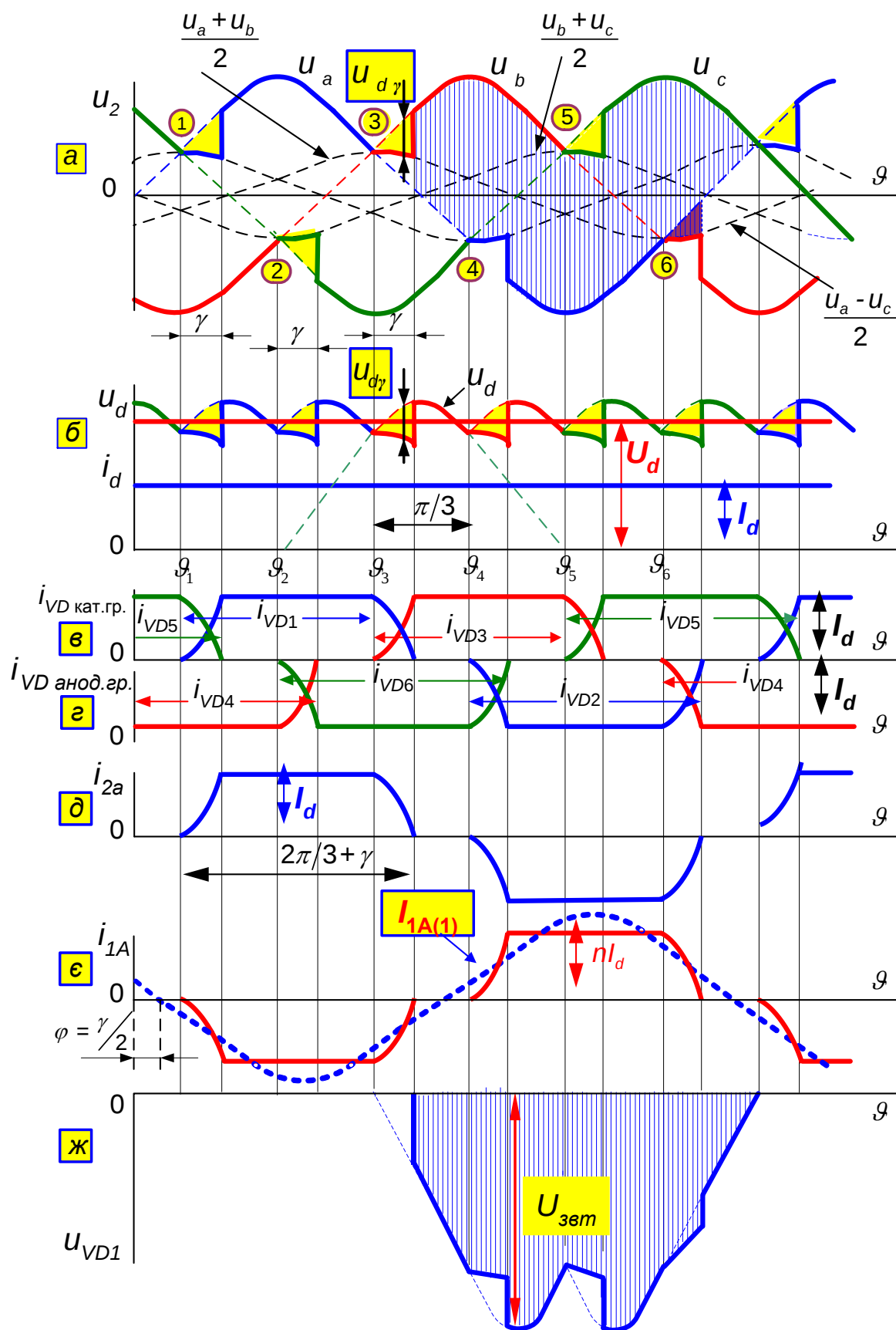


Рис. 2.22

Під час комутації вентилів $VD1$ і $VD3$ потенціал навантаження відносно нульової точки трансформатора $\varphi_{d(-)}$ визначається напругою фази C u_c за рахунок провідності вентиля $VD6$. Потенціал навантаження $\varphi_{d(+)}$ на інтервалі комутації у формується зростаючою напругою фази u_b , і напругою на опорі x_{ab} , яка дорівнює $i_k \cdot x_{ab}$: $\varphi_{d(+)} = u_b + i_k \cdot x_{ab}$.

Струм комутації визначається з рівняння:

$$u_b - u_a + 2 i_k x_a = 0.$$

$$i_k = - \left(\frac{u_b - u_a}{2x_a} \right).$$

$$\varphi_{d(+)} = u_b - \left(\frac{u_b - u_a}{2x_a} \right) \cdot x_a = \frac{u_b + u_a}{2}.$$

Таким чином, потенціал $\varphi_{d(+)}$ під час комутації двох вентилів катодної групи змінюється за півсумою напруг фаз, які приймають участь у комутації (рис. 2.22, а). Це визиває зменшення середнього значення випрямленої напруги u_d на інтервалі комутації (рис. 2.22, б):

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_{dy},$$

де ΔU_{dy} - середнє значення зниження напруги за рахунок комутації.

Миттєве значення комутаційного зниження напруги складає (рис. а):

$$u_{dy} = u_b - \frac{u_a + u_b}{2} = \frac{u_b - u_a}{2}.$$

Враховуючи, що різниця фазних напруг є лінійна напруга $u_{2л} = \sqrt{3}u_2$, то комутаційне зниження напруги можна визначити:

$$u_{dy} = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin \vartheta d \vartheta.$$

Середнє значення комутаційного зниження напруги ΔU_{dy} за інтервал $\pi/3$ (рис. 2.22, б):

$$\Delta U_{b\gamma} = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\gamma} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin \nu d\nu = \frac{3\sqrt{6}}{2} U_2 (1 - \cos \gamma).$$

Вплив комутаційних процесів на форму кривих анодних струмів вентилів відображується також на формі кривих струмів первинних і вторинних обмоток трансформатора (рис. 2.22, в, г, д). Перша гармоніка цих струмів відстає відносно фазних напруг на кут $\varphi \approx \gamma/2$.

Комутаційні процеси також впливають на форму кривої зворотної напруги на вентилі, збільшують інтервал провідності вентилів на кут γ .

2.2.2. Трифазні керовані випрямлячі

2.2.2.1. Трифазний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

Розглянемо схему при використанні ідеальних вентилів ($r_{vs}=0$, $t_{ek}=0$) і ідеального трансформатора, у якого активний опір обмоток r_{tr} і індуктивності розсіювання обмоток трансформатора і індуктивності мережі живлення L_s дорівнюють нулю.

Принципова схема випрямляча приведена на рис. 2.23.

В якості вентилів використовуються не повністю керовані (одноопераційні) тиристори. Схема керування формує і забезпечує подачу імпульсів керування до тиристорів з затримкою на кут керування відносно моментів природного відпирання (точки 1, 3, 5 на рис. 2.24,а).

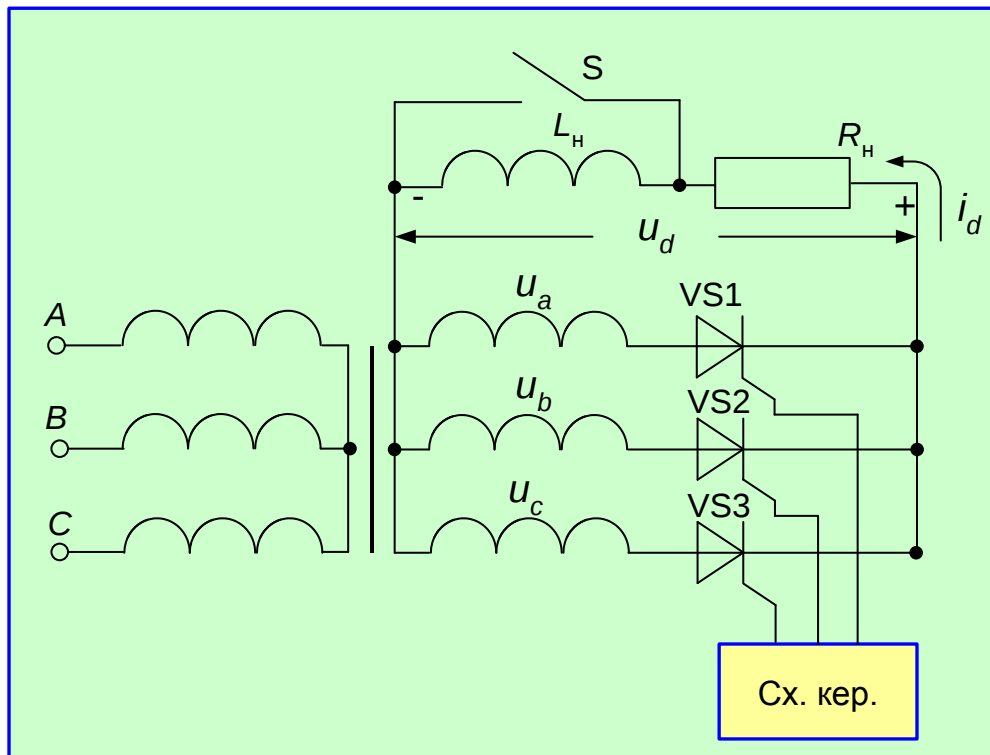


Рис. 2.23

Робота випрямляча на активне навантаження $L_d=0$ (ключ S замкнутий)

В залежності від кута керування α при активному навантаженні випрямляч може працювати в двох режимах:

- 1) в режимі неперервного струму в навантаженні при $0 \leq \alpha \leq \pi/6$;
- 2) в режимі переривистого струму при $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$.

Режим неперервного струму. Діаграми, пояснюючі роботу випрямляча в цьому режимі, приведені на рис. 2.24. Кожний тиристор проводить струм одну третину періоду мережі живлення.

Середнє значення випрямленої напруги при неперервному струмові визначається інтегралом кривої випрямленої напруги за період $2\pi/3$ (заштрихована ділянка на рис. 2.24, д з початком відліку в точці $0'$):

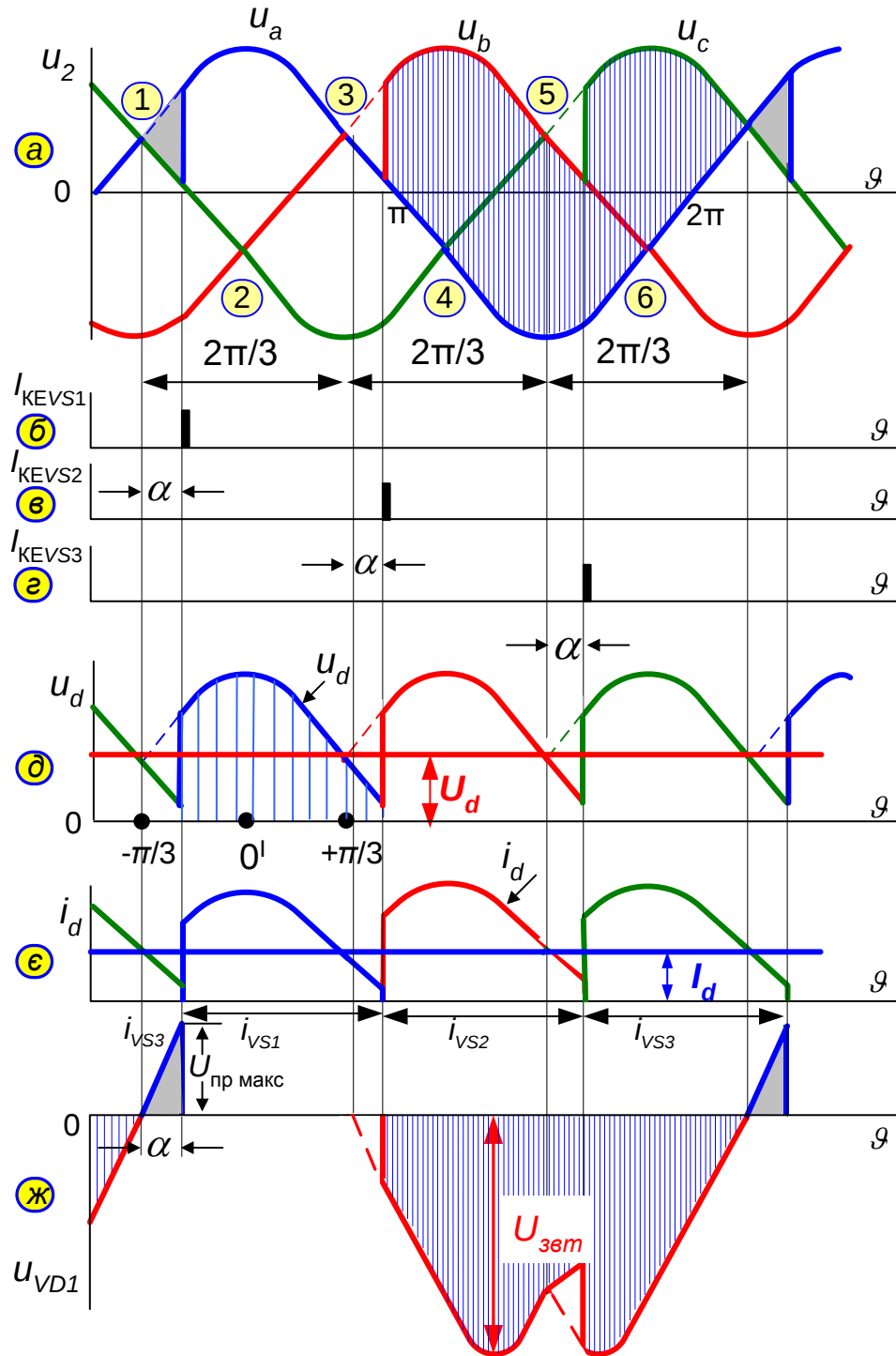


Рис. 2.24

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \sqrt{2}U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi/3} \left[\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] = \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi/3} \left(\sin\alpha \cos\frac{\pi}{3} + \cos\alpha \sin\frac{\pi}{3} - \sin\alpha \cos\frac{\pi}{3} + \cos\alpha \sin\frac{\pi}{3} \right) = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi/3} 2\sin\frac{\pi}{3} \cos\alpha,
 \end{aligned}$$

або $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$, $U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi/3} 2\sin \frac{\pi}{3} = 1,17U_2$ - середнє значення випрямленої напруги трифазного випрямляча при $\alpha=0$, тобто вихідна напруга некерованого випрямляча.

Регульовальна характеристика в режимі неперервного струму в навантаженні для будь-якої схеми керованого випрямляча визначається виразом: $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$.

Режим переривистого струму

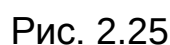
При куті керування $\alpha > 30^\circ$ в кривій випрямленої напруги появляються паузи на протязі яких напруга на навантаженні дорівнює нулю. Це пов'язано з тим, що при активному навантаженні струм і напруга мають однакову форму, а тому, коли в моменти u_1, u_2, u_3 напруга спадає до нуля (рис. 2.25), анодний струм тиристорів також стає рівним нулю, що є умовою їх запирання. На рис.2.25 зображені криві фазних напруг вторинних обмоток трансформатора (а), випрямлена напруга (б) і випрямлений струм (в) при активному навантаженні і куті керування $\alpha > 30^\circ$.

Середнє значення випрямленої напруги для режиму переривистого струму визначається інтегруванням кривої u_d за період $2\pi/3$ (заштрихована на рис. 2.25, б):

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi} [1 + \cos(\pi/6 + \alpha)] = \\ = \frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(\pi/6 + \alpha)].$$

Одержане співвідношення описує регульовальну характеристику випрямляча в режимі переривистого струму.

Як видно з останньої формули, для трифазної схеми з нульовим виводом при роботі на активне навантаження максимальний кут керування



Напруга на тиристорі визначається як різниця потенціалів між катодом і анодом. Як видно з рис. 2.24, U_{AK} і U_{AK0} ж, максимальна зворотна напруга на тиристорі, як і для некерованого випрямляча, дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинних обмоток трансформатора

Максимальна пряма напруга на тиристорі залежить від кута керування α наступним чином:

$$U_{\text{пр макс}} = \sqrt{2}U_2 \sin(\alpha + \pi/6) \quad (\text{при } \alpha > \pi/6).$$

Запитання до самоконтролю

1. Поясніть, в яких випадках застосовують трифазні випрямлячі.
2. Наведіть схему некерованого випрямляча за схемою з нульовим виводом і поясніть принцип її роботи.
3. Наведіть схему трифазного мостового випрямляча і поясніть принцип її роботи.
4. Поясніть переваги і недоліки випрямлячів за схемами Міткевича і Ларіонова.
5. Поясніть зовнішню характеристику випрямляча.
6. Поясніть, як визначається середнє значення випрямленої напруги в схемі Міткевича.
7. Поясніть, як визначити які діоди анодної і катодної групи в трифазному мостовому випрямлячі одночасно проводять струм.
8. Поясніть вплив на комутацію вентилів випрямляча індуктивностей розсіювання обмоток трансформатора і індуктивності мережі живлення.
9. Поясніть роботу трифазного некерованого випрямляча за схемою Міткевича на індуктивне навантаження.
10. Приведіть схему і поясніть роботу керованого випрямляча за схемою Міткевича при роботі на активне навантаження.
11. Приведіть схему і поясніть роботу керованого випрямляча за схемою Міткевича при роботі на індуктивне навантаження.
12. Поясніть при якому куті керування α при активному навантаженні в керованого випрямляча за схемою Міткевича виникає переривистий струм.

Розділ 3. Інвертори, ведені мережею

3.1. Загальні відомості про інвертори

Перетворення постійного струму в змінний називається інвертуванням.

Ведені мережею інвертори (ВІ) працюють на мережу, в якій є інші джерела електроенергії. Комутація вентилів у них відбувається за рахунок енергії цієї мережі. Вихідна частота ВІ дорівнює частоті мережі, а напруга - напрузі мережі.

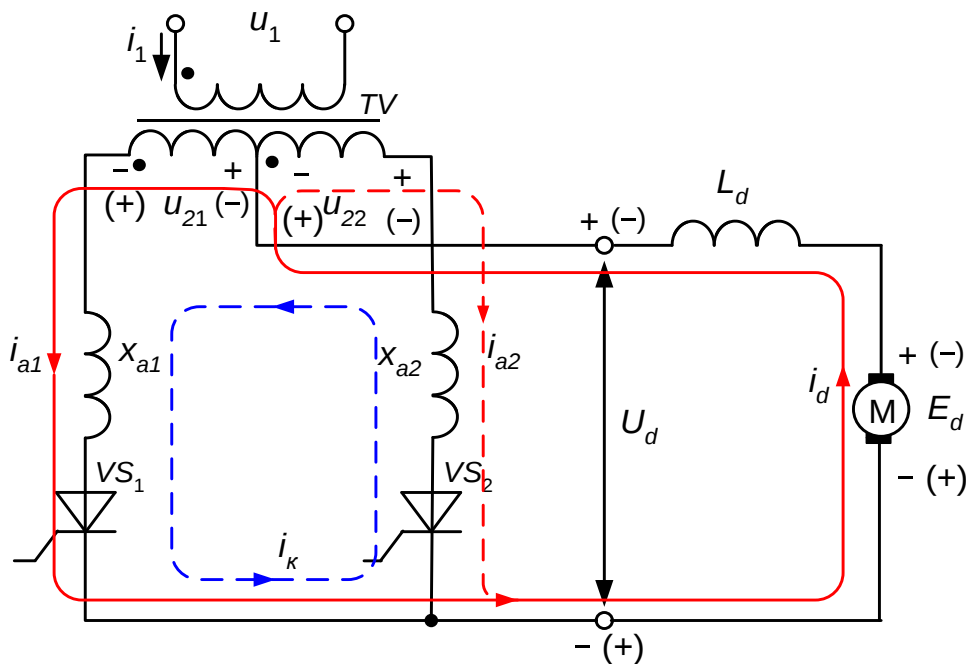


Рис. 3.1. Схема однофазного веденого інвертора з нульовим виводом

Ведені інвертори виконуються за тими ж схемами, що і керовані випрямлячі.

На рис. 3.1 приведена схема однофазного інвертора веденого мережею з нульовим виводом трансформатора. В якості джерела інвертуємої енергії використана машина постійного струму М, яка працює в режимі генератора. Індуктивність L_d здійснює згладжування вхідного струму інвертора, а реактивні опори x_{a1} і x_{a2} враховують індуктивності розсіювання обмоток трансформатора і індуктивності мережі живлення. Розглянемо

основні положення, які відрізняють режим інвертування від режиму випрямлення.

При випрямленні джерелом енергії є мережа змінного струму, а тому при $\alpha = 0$ крива струму i_1 , що споживається від мережі, співпадає за фазою з напругою живлення u_1 . За умови, що $L_d = \infty$ і $x_{a1} = x_{a2} = 0$, струм i_1 має прямокутну форму (рис. 2.5, а). Тиристор VS_1 відкритий при додатній полярності напруги u_{21} , а тиристор VS_2 - при додатній полярності u_{22} (рис. 2.5, б). Електромашина постійного струму в схемі рис. 3.1 працює в режимі двигуна з споживанням енергії від мережі. До електромашини прикладена напруга U_d з полярністю, вказаною на рис. 3.1 в дужках.

При роботі схеми в режимі інвертування електромашина постійного струму являється генератором електричної енергії, а мережа змінного струму - її споживачем. За умови збереження в схемі тих же напрямів струмів i_{a1} , i_{a2} і i_d (що визначається наявністю в схемі тиристорів), генераторному режиму роботи електромашини буде відповідати полярність напруги E_d , вказана на рис. 3.1 без дужок. Зміна полярності підключення електромашини в колі постійного струму є однією з умов переведення даної схеми в режим інвертування.

Показником споживання енергії мережею служить фазовий зсув на 180° струму i_1 відносно напруги u_1 (рис.3.2, в). Це означає, що тиристори схеми в режимі інвертування повинні перебувати у відкритому стані при від'ємній полярності напруг вторинних обмоток трансформатора: тиристор VS_2 при від'ємній полярності напруги u_{22} , а тиристор VS_1 при від'ємній полярності напруги u_{21} (рис. 3.2, г). При такому порядку відпирання тиристорів відбувається почергове підключення вторинних обмоток трансформатора через дросель L_d до джерела постійного струму (рис. 3.1). Через це відбувається, по-перше, перетворення постійного струму i_d у змінний струм i_1 (рис.3.2, в) і, по-друге, передача енергії в мережу.

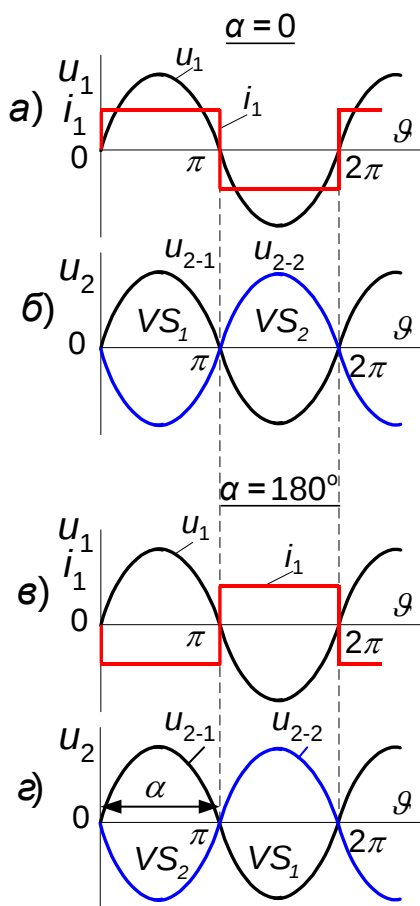


Рис. 3.2.

Вказаному режиму відпирання тиристорів, при інвертуванні, відповідає на рис. 3.2, а, величина кута керування $\alpha = \pi$, який відраховується в напрямку запізнення відносно точки природного відпирання вентилів (0, π , 2π , ...). Запирання раніше відкритого тиристора при відпиранні чергового тиристора в веденому інверторі відбувається під дією зворотної напруги, яка створюється напругою мережі з боку вторинної обмотки трансформатора (через що і зумовлена назва інвертора "веденого" мережею). Очевидно, що до раніше відкритого тиристора, при відпиранні наступного тиристора буде прикладена зворотна напруга (рівна сумі напруг двох вторинних обмоток) тільки в тому випадку, якщо черговий тиристор відпирється в момент, коли на

підключений до нього обмотці діє напруга додатної полярності. Іншими словами, реальне значення кута α при роботі інвертора, виходячи з умов запирання тиристора, повинно бути менше π на деякий кут β (рис. 3.3, б), тобто $\alpha = \pi - \beta$. Якщо ж черговий тиристор відпирати при $\alpha = \pi$, то умова запирання раніше провідного тиристора не буде виконаною, цей тиристор залишиться у відкритому стані, утворюючи коротке замикання кола з послідовно включеною вторинною обмоткою трансформатора і джерелом постійного струму. Таке явище називають зливом інвертування.

Кут β , який відраховується ліворуч від точки природного відпирання π , 2π , ..., називається кутом випередження відпирання тиристорів. З кутом затримки відпирання α він пов'язаний співвідношенням: $\beta = \pi - \alpha$ або $\alpha + \beta = \pi$.

Таким чином, для переведення схеми з режиму випрямлення в режим інвертування необхідно:

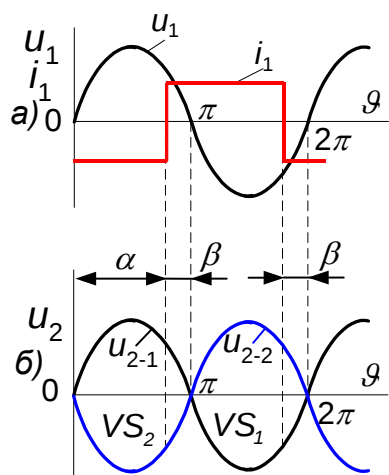


Рис. 3.3.

1. Підключити джерело постійного струму з полярністю зворотною режиму випрямлення;

2. забезпечити протікання струму через тиристири переважно при від'ємній полярності вторинних напруг, включаючи їх з кутом випередження β .

3.2. Однофазний ведений інвертор з виводом нульової точки трансформатора

На рис. 3.4, а приведені криві напруг на вторинних обмотках трансформатора веденого інвертора, схема якого зображена на рис. 3.1. Сигнали на керуючі електроди тиристорів (рис. 3.4, б, в) подаються з кутами курування α (або кутами випередження β). Струм i_d в колі генератора (вхідний струм інвертора) рахуємо ідеально згладженим індуктивністю $L_d = \infty$ (рис. 3.4, г.).

На інтервалі $0 - \alpha$ (рис. 3.4, а) проводить струм тиристор VS_2 . Його анодний струм i_{aVS_2} , який дорівнює струму i_d , протікає під дією е.р.с. E_d джерела постійного струму через вторинну обмотку трансформатора назустріч напрузі u_{2-2} , полярність якої вказана на рис. 3.1 в дужках. Півхвиля напруги u_{2-2} від'ємної полярності визначає на даному інтервалі напругу інвертора u_d (рис. 3.4, а).

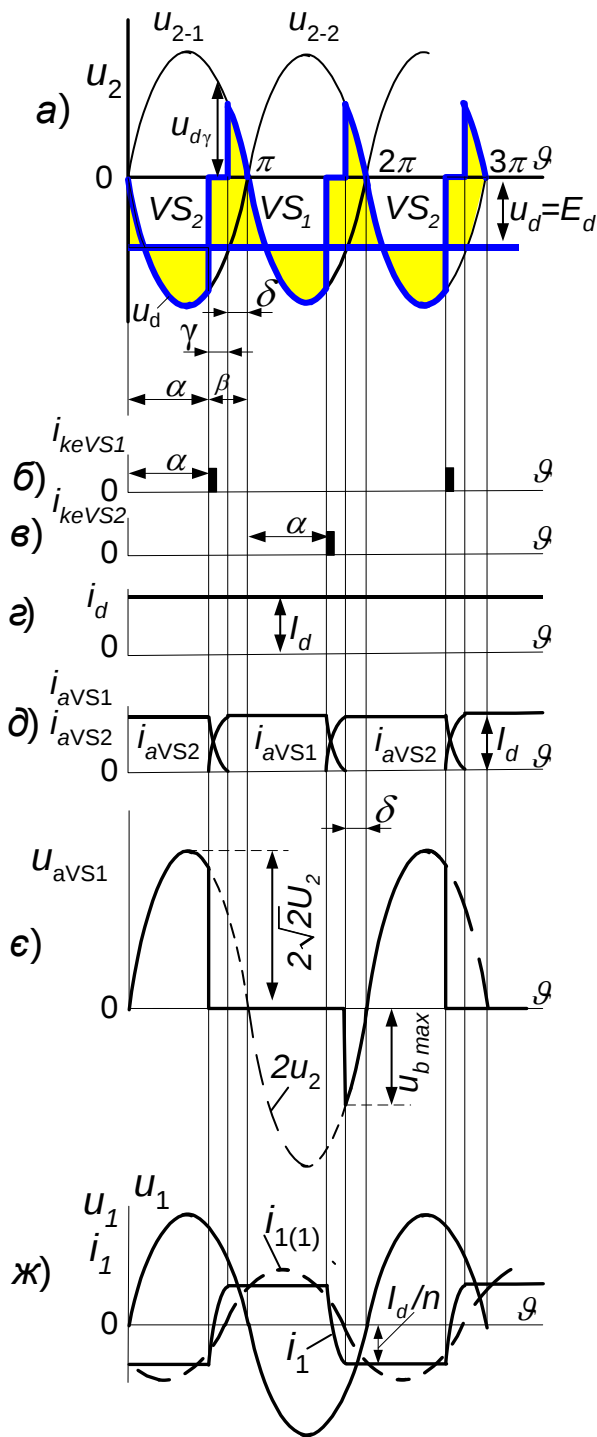


Рис. 3.4.

Після закінчення інтервалу α , тобто з випередженням на кут β відносно точки π , подачею керуючого імпульсу відпирається тиристор VS_1 . Через наявність реактивних опорів x_{a1} і x_{a2} в анодних колах тиристорів настає комутаційний процес переходу струму i_d з тиристора VS_2 на тиристор VS_1 , час якого визначається кутом γ . Як і у випрямляча, цей процес протікає під дією струму i_k в контурі з обома провідними тиристорами і характеризується величиною напруги $u_d=0$ (рис. 3.4, а). Після закінчення комутації струм тиристора VS_2 $i_{avS2}=0$, а тиристора VS_1 - $i_{avS2}=i_d$.

На інтервалі від $(\pi - \delta)$ до $(2\pi - \beta)$ ($\delta = \beta - \gamma$ - інтервал, на протязі якого до тиристора VS_2 прикладається зворотна напруга, необхідна для відновлення його запірних властивостей) генератор забезпечує протікання струму через іншу вторинну обмотку трансформатора і тиристор VS_1 .

Відрізок напруги u_{2-1} зображує на даному інтервалі криву u_d інвертора. В наступному процесі, що відбуваються в схемі, пов'язані з чергуванням комутаційних інтервалів, коли струм проводять два тиристири, і інтервалів одиничної роботи тиристорів. В зв'язку з тим, що використовуються відрізки синусоїд u_{2-1} і u_{2-2} відповідні переважно від'ємним півхвилям, середнє

значення напруги інвертора U_d має полярність протилежну режиму випрямлення.

Крива напруги на тиристорі (рис. 3.4, є) дорівнює сумі напруг вторинних обмоток трансформатора. Максимальна пряма напруга дорівнює $2\sqrt{2}U_2$, а зворотна - $2\sqrt{2}U_2 \sin \delta$. Час дії зворотної напруги на тиристорі визначається кутом δ , або відповідно йому часі $t_{п.с} = \frac{\delta}{360^\circ \cdot f_m}$. Кут δ не повинен бути меншим ніж $\delta_{min} = 360^\circ \cdot f_m \cdot t_{с}$ потрібний для відновлення запірних властивостей тиристора ($t_{с}$ - час виключення тиристора, $t_{п.с}$ - час, який представляється тиристором для виключення, тобто, для відновлення його запірних властивостей).

Криві напруги мережі u_1 і її струму i_1 приведені на рис. 3.4, ж. Амплітуда струму дорівнює I_d/n , де $n = \omega_1/\omega_2$ - коефіцієнт трансформації трансформатора.

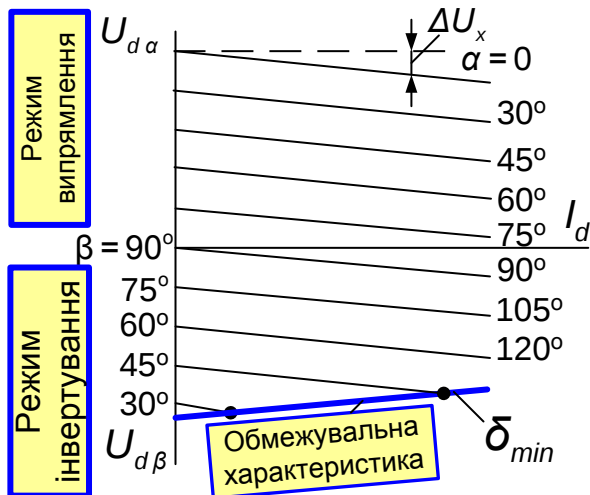


Рис. 3.5. Зовнішні х-ки керованого випрямляча, вхідні і обмежувальна характеристика веденого інвертора е.р.с. при заміні в ній α на β ($\alpha = \pi - \beta$):

$$U_{d\beta} = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_x = U_{d0} \cos(\pi - \beta) - \Delta U_x = -(U_{d0} \cos \beta + \Delta U_x).$$

Вхідна характеристика.

Входом веденого інвертора є коло постійного струму. Вхідна характеристика характеризує залежність середнього значення інвертованої напруги U_{dx} від середнього значення інвертованого струму I_d при постійному куті регулювання β . Формально її рівняння можна одержати з рівняння зовнішньої характеристики керованого випрямляча, навантаженого на проти

Знак мінус у напруги $U_{d\beta}$ підтверджує зміну її полярності в колі постійного струму інвертора у порівнянні з випрямлячем. Зміна знаку середнього значення комутаційного падіння напруги ΔU_x свідчить про те, що вхідні характеристики інвертора піднімаються зі зростанням струму з таким же нахилом, з яким спадають зовнішні характеристики випрямляча. Графічно вхідні характеристики веденого інвертора зображуються паралельними прямими (при $L_d = \infty$) з фіксованими значеннями кута β (рис. 3.5). Якщо вентильний перетворювач по чергово працює в випрямному і інверторному режимах, то їх зовнішні (для випрямляча) і вхідні (для інвертора) характеристики зображуються на спільному графіку відповідно в першому і четвертому квадрантах, як показано на рис. 3.5.

Обмежувальна характеристика. Збільшення струму I_d супроводжується зростанням кута комутації γ . За цієї причини переміщення робочої точки інвертора праворуч по кожній з характеристик приводить до зменшення кута $\delta = \beta - \gamma$, який представляється тиристорам для відновлення запірних властивостей. При досягненні деякого значення струму I_{dmax} кут δ зменшується до мінімально допустимого значення δ_{min} . При подальшому збільшенню струму I_d необхідна умова для відновлення запірних властивостей тиристорів не виконується, що приводить до зриву інвертування. Очевидно, що при зменшенні кута β зменшується величина I_{dmax} . Межу значення струму I_d знаходять за точками перетинання вхідних характеристик з обмежувальною характеристикою інвертора (рис. 3.5).

Графічно обмежувальна характеристика є пряма нахилена зворотно нахилу вхідних характеристик інвертора і представляє геометричне місце точок, при яких кут δ_{min} є незмінний. Ця характеристика обмежує область стійкої роботи веденого інвертора (рис.3.5). Ведений інвертор може надійно працювати тільки в області, що розміщена вище обмежувальної характеристики на рис.3.5.

При $\delta < \delta_{min}$ відбувається включення тиристора без подачі імпульсу керування. При передчасному включенні виникає аварійний режим - коротке замикання в колі постійного струму, через те, що е.р.с. генератора і е.р.с. трансформатора направлені згідно. Такий режим називається "перекиданням" інвертора.

Зазвичай мінімальний кут, необхідний для надійного виключення тиристора, вибирається в межах $15^\circ \dots 25^\circ$. При його виборі необхідно враховувати:

- час виключення тиристора;
- виникаючі перевантаження за струмом;
- несиметрію напруги мережі;
- несинусоїдальність напруги мережі;

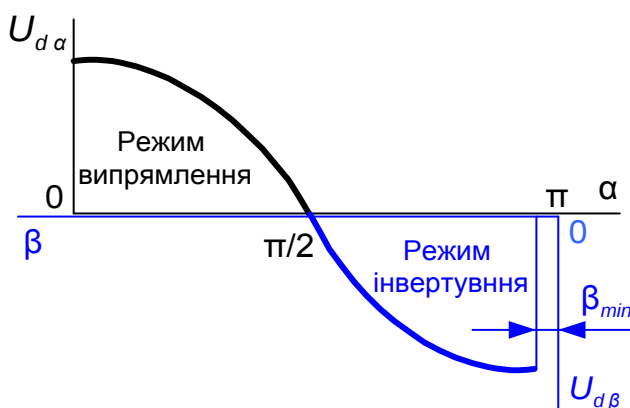


Рис. 3.6. Узагальнена регулювальна характеристика керованого випрямляча і веденого мережею перетворювача

есиметрію керуючих імпульсів.

Регулювальна характеристика. Регулювальну характеристику веденого інвертора можна отримати з регулювальної характеристики керованого випрямляча заміною α на β для режиму $I_d=0$:

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

Знак мінус свідчить про зворотну полярність напруги в колі постійного струму у веденого інвертора в порівнянні з керованим випрямлячем. На рис. 3.6. приведена узагальнена регулювальна характеристика веденого мережею перетворювача. При зміні кута керування α від 0 до $\pi/2$ перетворювач працює в режимі керованого

випрямляча, а при зміні кута α від $\pi/2$ до $\pi - \beta_{min}$ (тобто, при зміні кута β від $\pi/2$ до β_{min}) - в режимі веденого інвертора.

3.3. Трифазний мостовий ведений інвертор

Трифазні інвертори характеризуються кращим використанням тиристорів за струмом і напругою, а також більшим коефіцієнтом потужності. Через меншу амплітуду і більш високу частоту пульсації напруги u_d для згладжування струму i_d в них потрібен дросель L_d з суттєво меншою індуктивністю ніж в однофазних інверторах.

На рис. 3.7 приведена схема, а на рис. 6.8 часові діаграми, пояснючі роботу трифазного мостового веденого інвертора. На відміну від однофазного інвертора кожний тиристор проводить струм більше треті періоду. Випрямлена напруга перетворювача $U_d = U_{k0}$ співпадає в міжкомутаційний період з е.р.с. працюючої фази вентильної обмотки, а під час комутації вона дорівнює середньому арифметичному значенню е.р.с. комутуючих фаз.

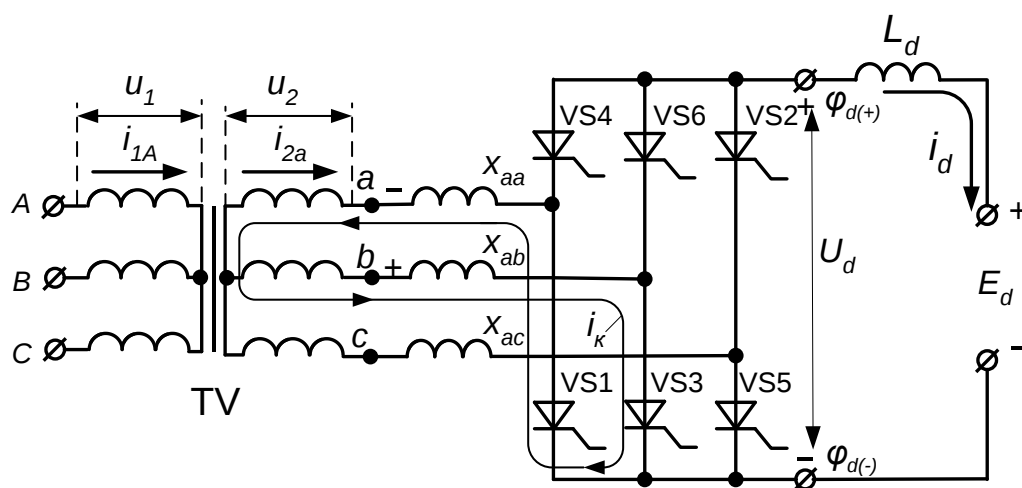


Рис. 3.7. Схема трифазного мостового веденого інвертора

Електромагнітні процеси в трифазному мостовому веденому інверторі якісно подібні процесам в розглянутому однофазному інверторі. Режим інвертування характеризується величиною кута $\alpha > 90^\circ$ з тією ж послідовністю відпирання тиристорів (рис. 3.8, а), що і в керованому випрямлячі. Зв'язок між кутами α і β такий же, як і однофазному інверторі: $\alpha + \beta = \pi$. Вказаним значенням α відповідає відпирання тиристорів і протікання через них струму при переважно від'ємній полярності фазних напруг. Через це напруга u_d (рис. 3.8, б), яка складена з відрізків лінійних напруг від'ємної полярності визначає проти-е.р.с. інвертора U_d , має полярність зворотну режиму випрямлення.

Криві струмів тиристорів (рис. 3.8, в) показані з урахуванням комутаційних процесів при умові ідеально згладженого струму i_d

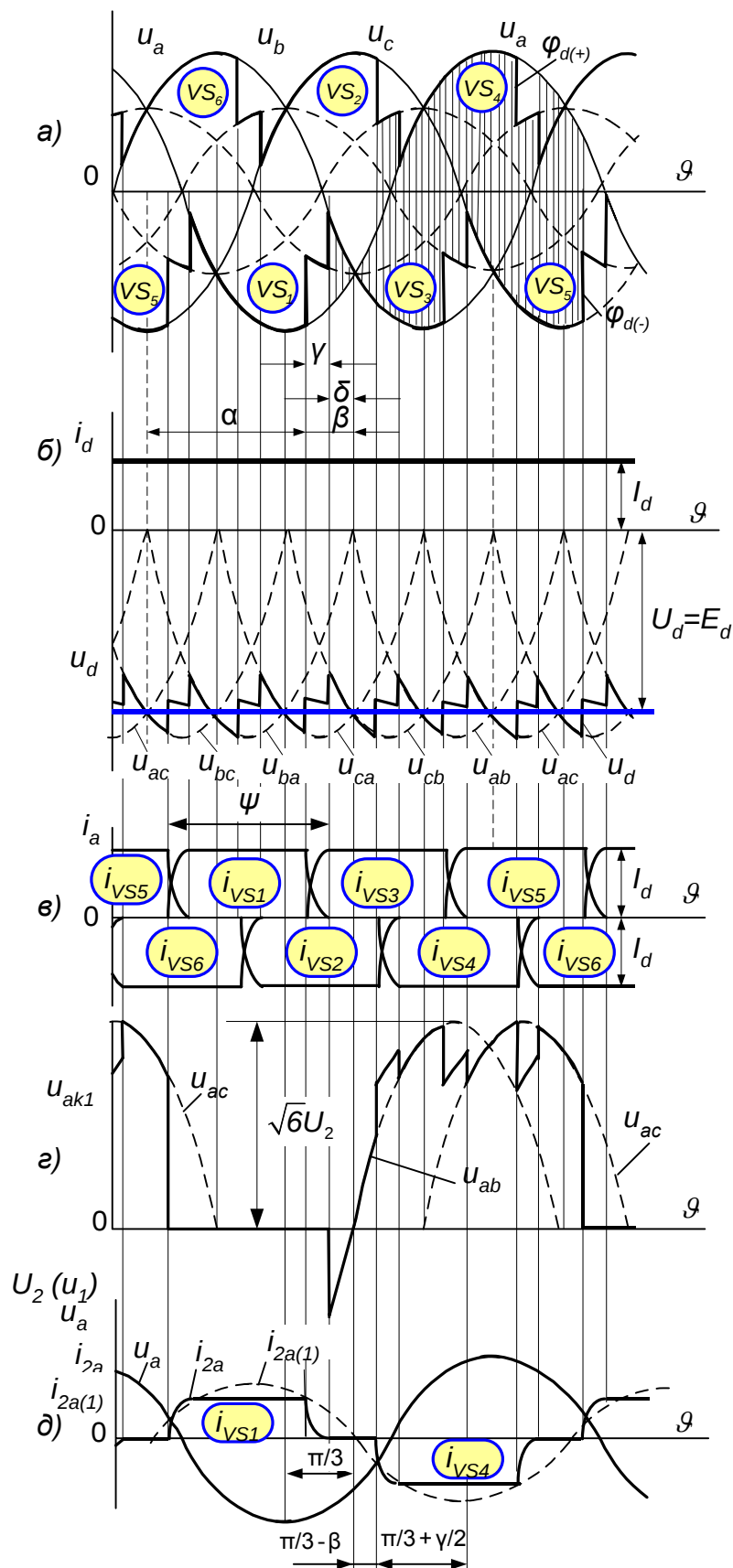


Рис. 3.8. Часові діаграми трифазного мостового веденого інвертора

(рис. 3.8, б), тобто при $L_d = \infty$. Процес комутації протікає так же, як і в керованому випрямлячі. При відпиранні чергового тиристора лінійна напруга, до якої підключений тиристор, що вступає в роботу, і тиристор, що закінчує роботу, мають полярність, потрібну для запирання тиристора, що закінчує роботу, і відпирання тиристора, який вступає в роботу. Процес комутації продовжується на протязі інтервалу γ і характеризується наявністю в короткозамкненому колі струму i_k (рис. 3.7). На інтервалі комутації крива потенціалу шини постійного струму ($\varphi_{d(-)}$ або $\varphi_{d(+)}$) визначається півсумою напруг фаз, що беруть участь в комутації. Після закінчення комутації

до тиристора, який закінчує роботу, на протязі інтервалу δ прикладається зворотна напруга, потрібна для його запирання. З урахуванням процесу комутації час провідного стану тиристора ψ , як і у випрямлячі, збільшується на кут γ , тобто $\psi = 2\pi/3 + \gamma$.

Середнє значення струму, що протікає через тиристори, дорівнює $I_d/3$.

Вигляд кривої напруги на тиристорі показана на рис. 3.8, з. Вона побудована з кривих напруг (рис. 3.8, а), що визначають потенціали анода і катода тиристора. Максимальна напруга на тиристорі дорівнює амплітуді лінійної напруги і дорівнює $\sqrt{6}U_2$.

Процеси комутації суттєво впливають на характеристики і показники веденого інвертора. Співвідношення для мостового інвертора подібні співвідношенням для трифазного мостового керованого випрямляча.

Струм комутації i_k дорівнює сумі вільної і вимушеної складових, при відрахуванні його від моменту початку комутації описується виразом:

$$i_k = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_a} [\cos(\nu - \beta) - \cos\beta]$$

Зв'язок між інвертованим струмом I_d , вторинною напругою U_2 , а також кутами β і γ відображає залежність:

$$I_d = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos\beta]$$

При незмінному куті випередження β і напруги U_2 збільшення інвертованого струму приводить до зменшення різниці $\beta - \gamma = \beta$ за рахунок кута комутації γ , тобто зменшенню часу дії зворотної напруги на тиристорі, що запирається. Таким чином, умовою вибору кута β є забезпечення при максимальному струмі I_{dmax} кута β_{min} , необхідного для відновлення запірних

властивостей тиристорів, з метою виключення зриву інвертування. Для струму I_{dmax} попередній вираз приймає вигляд:

$$I_{dmax} = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_a} (\cos\delta_{min} - \cos\beta),$$

звідки
$$\beta = \arccos\left(\cos\delta_{min} - \frac{2I_{dmax}X_a}{\sqrt{6}U_2}\right).$$

Середнє значення проти-е.р.с. інвертора з врахуванням явища комутації визначається виразом:

$$U_d = U_{d0} \frac{\cos(\beta - \gamma) + \cos\beta}{2},$$

де
$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34U_2.$$

Максимально допустиме значення проти-е.р.с. інвертора визначається співвідношенням:

$$E_{dmax} = U_{dmax} = U_{d0} \frac{\cos\delta_{min} + \cos\beta}{2}.$$

Вхідна характеристика інвертора описується рівнянням:

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos\beta + \frac{3I_d X_a}{\pi},$$

а обмежувальна характеристика рівнянням:

$$E_{dmax} = U_{dmax} = U_{d0} \cos\delta_{min} - \frac{3I_d X_a}{\pi}.$$

Характеристики, приведені на рис. 6 і 5 для однофазного інвертора, справедливі і для трифазного мостового веденого інвертора.

Для визначення коефіцієнту потужності скористаємось кривими напруги u_a і струму i_{2a} на рис. 3.8, д. 3 урахуванням коефіцієнту

трансформації трансформатора приведені криві визначають напругу u_1 і струм $i_1=i_{1A}$ первинної обмотки трансформатора.

Показаний на рисунку струм i_{2a} створений тиристорами VS_1 і VS_4 є змінним. Його перша гармоніка $i_{2a(1)}$ має фазовий зсув $\varphi = \pi - (\beta - \gamma/2)$, як і в однофазному інверторі. Відповідно коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму дорівнює:

$$\cos\varphi = \cos(\beta - \gamma/2)$$

Процеси комутації незначно впливають на гармонічний склад кривої струму $i_1(i_2)$. Якщо врахувати, що струм i_{2a} має прямокутну форму, то його гармонічний склад визначається рядом:

$$i(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi n} \left(\sin\vartheta + \frac{1}{5}\sin 5\vartheta + \frac{1}{7}\sin 7\vartheta + \frac{1}{11}\sin 11\vartheta + \dots \right),$$

а коефіцієнт спотворення, як і для трифазного керованого випрямляча, дорівнює $k = 3/\pi = 0,955$ проти 0,9 для однофазних ведених інверторів.

Запитання до самоконтролю

1. Поясніть різницю між режимами випрямлення і інвертування тиристорного перетворювача.
2. Які обмеження накладаються на кут випередження β для нормальної роботи веденого перетворювача?
3. Які причини приводять до перевертання інвертора?
4. Як пов'язаний кут випередження β з кутом відпирання α тиристора у веденого інвертора?
5. Як перевести перетворювач з режиму випрямлення в режим інвертування?
6. Чому при збільшенні кута випередження β вихідна напруга веденого інвертора зростає?
7. Поясніть сутність обмежувальних характеристики інвертора.

Розділ 4. Згладжувальні фільтри і стабілізатори

Тема 4.1. Згладжувальні фільтри

Призначення, параметри і класифікація згладжувальних фільтрів

Згладжувальні фільтри (ЗФ) призначені для згладжування пульсації випрямленої напруги. Випрямлена напруга крім постійної складової має змінну, яка визиває пульсацію напруги. Відношення змінної складової випрямленої напруги до її середнього значення характеризується коефіцієнтом пульсації випрямленої напруги.

Змінна складова випрямленої напруги на загал представляє собою сукупність гармонік з різними амплітудами, які зсунуті відносно першої гармоніки на різні кути. Амплітуда першої гармоніки має максимальну величину і мінімальну частоту, а тому її вплив на коефіцієнт пульсації є

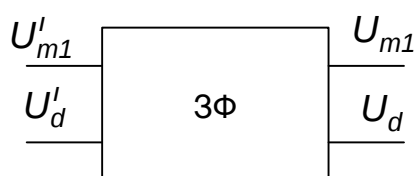


Рис. 4.1

найбільшим. Подальше, розглядаючи змінну складову випрямленої напруги, будемо враховувати тільки її першу гармоніку і позначати її індексом «1».

Таким чином, коефіцієнт пульсації будемо визначати як відношення амплітуди першої гармоніки випрямленої напруги до її середнього значення:

$$K_{п1} = \frac{U_{m1}}{U_d}.$$

Для зменшення змінної складової випрямленої напруги, тобто для послаблення пульсації, між випрямлячем і навантаженням встановлюють згладжувальний фільтр. Згладжувальний фільтр можна уявити як чотириполюсник, на вході і виході якого відповідно присутні амплітуди першої гармоніки і середні значення напруг (рис. 4.1).

Згладжувальна дія фільтра оцінюється коефіцієнтом згладжування – відношенням коефіцієнта пульсації на вході до коефіцієнта пульсації на виході фільтра:

$$K_{3\Gamma} = \frac{K'_{\Pi 1}}{K_{\Pi 1}} = \frac{U'_{m1}/U'_d}{U_{m1}/U_d} = \frac{U'_{m1}}{U_{m1}} \frac{U_d}{U'_d} = K_{\Phi 1} \cdot \lambda, \quad (4.1)$$

де U'_{m1} і U'_d – амплітуда першої гармоніки пульсацій і середнє значення напруги на вході фільтра (виході випрямляча);

U_{m1} , U_d – амплітуда першої гармоніки пульсацій і середнє значення напруги на виході фільтра (на навантаженні).

Відношення $K_{\Phi 1} = U'_{m1} / U_{m1}$ називається коефіцієнтом фільтрації, який показує в скільки разів зменшується амплітуда першої гармоніки на виході фільтра в порівнянні з її величиною на вході.

Відношення $\lambda = U_d / U'_d$ називається коефіцієнтом передачі середнього значення напруги і визначається відношенням середнього значення напруги на виході фільтра до середнього значення напруги на його вході.

Величина коефіцієнта передачі для фільтрів випрямлячів малої потужності складає $\lambda = 0,91-0,95$, великої потужності $\lambda = 0,95-0,99$, для фільтрів без втрат $\lambda = 1$. Враховуючи це, можна рахувати, що чисельно коефіцієнти згладжування і фільтрації приблизно однакові, тобто

Коефіцієнт $K_{3\Gamma} \approx K_{\Phi 1}$ пульсації напруги на вході фільтра залежить від схеми випрямляча і визначається виразом:

$$K'_{\Pi 1} = \frac{2}{m_{\Pi} - 1},$$

де m_{Π} – число пульсацій випрямленої напруги за період мережі живлення.

Величина коефіцієнта пульсації на навантаженні $K_{п1} = U_{m1}/U_d$ зазвичай задається, а тому коефіцієнт фільтрації визначається залежністю:

$$K_{\Phi} \approx \frac{K'_{п1}}{K_{п1}} = \frac{2}{(m_{п}^2 - 1)K_{п1}} \quad (4.2)$$

В подальшому розрахунок фільтра зводиться до визначення його параметрів за величиною K_{Φ} .

До фільтрів пред'являються наступні вимоги:

- забезпечення заданого $K_{3Г}$;
- відсутність помітних спотворень, що вносяться у роботу споживачів;
- відсутність недопустимих перенапруг і надструмів під час перехідних процесів (включення і виключення випрямляча, відключення і підключення навантаження);
- забезпечення прийнятних габаритів, ваги і вартості;
- висока надійність;
- високий к.к.д. (незначна втрата постійної складової напруги).

Згладжувальні фільтри класифікуються в залежності від:

1. Типу елементів, з яких складається фільтр:
 - *Фільтри на пасивних елементах*: ємнісні, індуктивні, індуктивно-ємнісні, резистивно-ємнісні, резонансні;
 - *Фільтри на активних елементах (транзисторні)*.
2. Схеми побудови ланки: Г- подібні, П - подібні.
3. Кількості ланок: одноланкові, багатоланкові.

4.1.1. Фільтри на пасивних елементах

Будь-який згладжувальний фільтр можна представити двома опорами: послідовним $Z1$ і паралельним - $Z2$ (рис. 4.2).

Якщо виконується нерівність , $|Z_2| \ll R_H$ то коефіцієнт фільтрації можна визначити відношенням:

$$K_{\phi 1} = \frac{U'_{m1}}{U_{m1}} = \frac{U_{m1}}{\frac{U'_{m1}}{Z_1 + Z_2} Z_2} = \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} \right| = \left| 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right| \approx \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|. \quad (4.3)$$

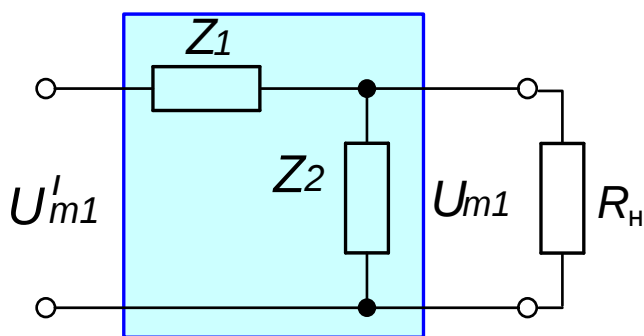


Рис. 4.2

Таким чином, коефіцієнт фільтрації прямо пропорційно залежить від опору послідовного елемента і обернено пропорційно від опору паралельного елемента. Іншими словами, послідовний елемент фільтра Z_1 повинен мати

великий опір змінному струму і малий – постійному, а паралельний елемент Z_2 навпаки - малий опір змінному струму і великий постійному.

В якості послідовних елементів використовують котушки індуктивності і резистори (в малопотужних фільтрах), а в якості паралельних елементів – конденсатори.

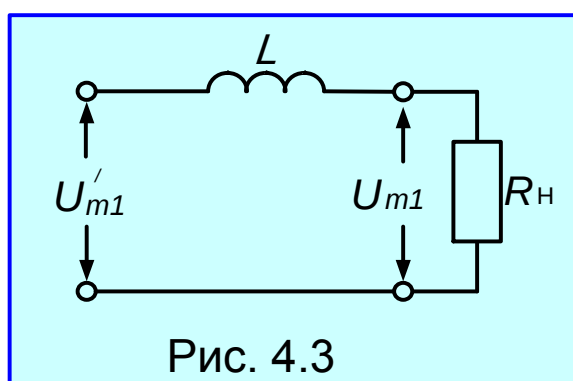


Рис. 4.3

4.1.1.1. Індуктивний фільтр

В індуктивному фільтрі (рис. 4.3) відсутній елемент Z_2 . Спільно з опором навантаження його можна представити у вигляді Г- подібної ланки з

опорами $Z_1 = j m_n \omega_M L$; $Z_2 = R_H$.

Підставивши ці значення у (4.3), одержимо $K_{\phi 1} = \sqrt{\left(\frac{m_n \omega_M L}{R_H} \right)^2} = \frac{m_n \omega_M L}{R_H}$,

звідки індуктивність фільтра $L = \frac{R_H K_{\Phi 1}}{m_n \omega_M} = \frac{R_H K_{\Phi 1}}{m_n 2\pi f_M}$.

Враховуючи (35.2), одержимо:

$$L = \frac{R_H K_{3\Gamma}}{m_n \omega_M} = \frac{R_H \cdot 2}{m_n 2\pi f_M (m_n^2 - 1) K_{\Pi 1}} = \frac{R_H}{m_n \pi f_M (m_n^2 - 1) K_{\Pi 1}}, \text{ де } m_n - \text{кратність частоти}$$

пульсацій випрямленої напруги відносно частоти мережі.

Згладжувальна дія такого фільтра підвищується при зменшенні R_H (збільшенні I_H), збільшенні індуктивності дроселя (L) і збільшенні частоти пульсації. Індуктивні фільтри використовують при величині R_H одиниці ÷ долі ома.

Індуктивність в якості першого елемента фільтра зумовлює хороші умови роботи діодів випрямляча і трансформатора.

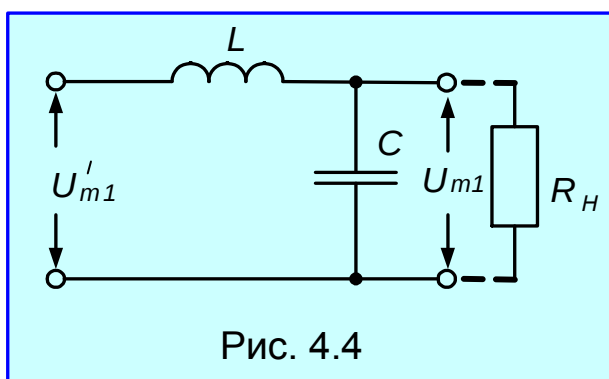
4.1.1.2. Г- подібний LC- фільтр

Для згладжування пульсації Г-подібним LC- фільтром (рис. 4.4) необхідно, щоб ємнісний опір конденсатора для першої гармоніки пульсації був набагато меншим опору навантаження, а опір індуктивності дроселя значно більшим ніж опір навантаження

$$X_C = \frac{1}{m_n \omega_M C} \ll R_H \ll m_n \omega_M L = X_L.$$

При розрахунку фільтра зазвичай є достатнім забезпечення умов

$$X_L \geq (5 \div 10) R_H, \quad X_C \leq \frac{R_H}{(5 \div 10)}.$$



При виконанні цих умов і враховуючи, що активний опір дроселя r_L

зазвичай не перевищує $(0,03-0,1)R_H$, коефіцієнт фільтрації буде визначатися відношенням:

$$K_{\phi 1} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \frac{m_{\pi} \omega_M L}{\frac{1}{m_{\pi} \omega_M C}} = (m_{\pi} \omega_M)^2 LC.$$

З даного відношення визначаємо добуток

$$LC = \frac{K_{\phi 1}}{(m_{\pi} \omega_M)^2}.$$

Якщо частоту мережі виразити як $f_M = \alpha 50$, то одержимо

$$LC = \frac{K_{\phi 1}}{(m_{\pi} 2\pi \alpha 50)^2} = \frac{K_{\phi 1}}{10^5 m_{\pi}^2 \alpha^2} = \frac{10 K_{\phi 1}}{m_{\pi}^2 \alpha^2} \quad (\text{Гн} \cdot \text{мкФ}).$$

Для визначення L і C користуються одним із співвідношень:

$$m_{\pi} \omega_M L \geq (5 \div 10) R_H \quad \text{або} \quad \frac{1}{m_{\pi} \omega_M C} < \frac{R_H}{(5 \div 10)},$$

Для визначення L і C користуються одним із співвідношень:

$$m_{\pi} \omega_M L \geq (5 \div 10) R_H \quad \text{або} \quad \frac{1}{m_{\pi} \omega_M C} < \frac{R_H}{(5 \div 10)},$$

з яких визначають L або C , а потім визначають інший елемент фільтра.

Індуктивно-ємнісний фільтр використовуються, коли опір навантаження складає десятки ÷ сотні ом.

Одним із основних умов вибору L і C є забезпечення індуктивної реакції фільтра, при якій зумовлює безперервний струм до ємності. Мінімальне значення індуктивності L , яка забезпечує безперервний струм, називається критичною індуктивністю, а мінімальне значення струму навантаження I_n , при

якому струм в індуктивності безперервним, називається критичним струмом навантаження $I_{\text{нкр}}$.

Критичне значення індуктивності можна визначити з наступної нерівності:

$$I_{m1} \leq I_H,$$

де I_{m1} - амплітудне значення першої гармоніки струму через індуктивність.

Враховуючи, що $m_{\pi} \omega_m L \gg \frac{1}{m_{\pi} \omega_m C}$, можна нехтувати опором

конденсатора і записати, що $I_{m1} = \frac{U'_{m1}}{m_{\pi} \omega_m L} \leq \frac{U_d}{R_H}$.

З одержаного відношення визначаємо мінімальну індуктивність

$$L_{\min} \geq \frac{U'_{m1} R_H}{m_{\pi} \omega_m U_d}$$

З урахуванням, що $\frac{U'_{m1}}{U_d} = K'_{\pi 1} = \frac{2}{m_{\pi}^2 - 1}$ і $\omega_m = 2\pi f_m \alpha$, мінімальна

(критична) індуктивність фільтра визначиться як

$$L_{\min} \geq \frac{2}{(m_{\pi}^2 - 1)} \frac{R_H}{m_{\pi} 2\pi 50\alpha} = \frac{R_H}{157(m_{\pi}^2 - 1)m_{\pi}\alpha} \quad [\text{Гн}].$$

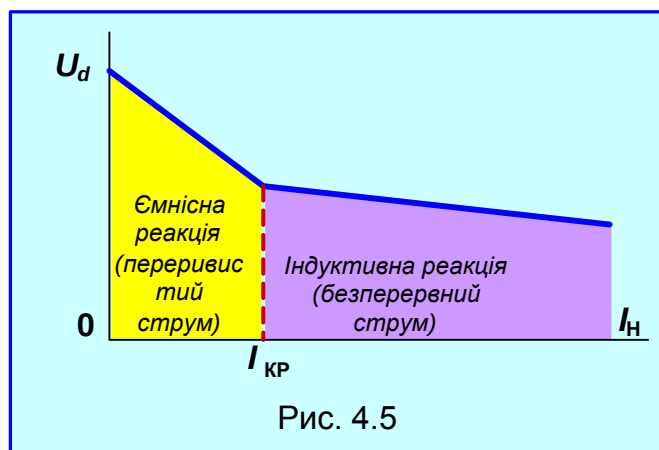
Якщо врахувати що $m_{\pi}=2$, $f_m=50$ Гц, то

$$L_{\min} [\text{Гн}] \geq R_H [\text{кОм}].$$

Зазвичай вибирають $L > L_{\min}$.

На рис. 4.5 наведена зовнішня характеристика випрямляча з Г- подібним LC- фільтром.

4.1.1.3. Г- подібний RC-фільтр



Г-подібний RC-фільтр (рис. 4.6) використовується, коли $R_H > \text{десятьків кОм}$. При цьому має місце нерівність

$$\frac{1}{m_{\pi} \omega_m C} \leq \frac{R_H}{(5 \div 10)} \Rightarrow C \geq \frac{5 \div 10}{R_H m_{\pi} \omega_m}.$$

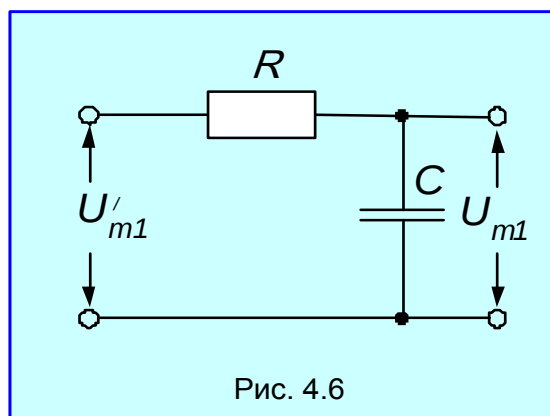
Коефіцієнт фільтрації визначається відношенням

$$K_{\phi 1} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \sqrt{(m_{\pi} \omega_m C R)^2} = (m_{\pi} \omega_m) C R.$$

Звідки знаходимо добуток RC

$$C R = \frac{K_{\phi 1}}{m_{\pi} \omega_m} = \frac{K_{\phi 1}}{m_{\pi} 2\pi 50 \alpha} = \frac{K_{\phi 1}}{314 m_{\pi} \alpha} [\text{Ом} \cdot \Phi] = \frac{3,2 K_{\phi 1}}{m_{\pi} \alpha} [\text{кОм} \cdot \text{мкФ}].$$

При розрахунку RC- фільтра задаються втратами напруги на опорі R від 5 до 30%.



Значення опору фільтра R визначається з умови, що

$$R = \frac{U'_d - U_d}{I_H}, \quad \text{де} \quad \frac{U'_d}{U_d} = (1,05 \div 1,3).$$

RC- фільтри характеризуються:

- малими габаритами;
- малою масою;
- низькою вартістю.

Запитання до самоконтролю

1. Що таке згладжувальний фільтр і для чого він потрібен? Які елементи використовуються для згладжувального фільтра і як вони вмикаються в схемі?
2. Наведіть класифікацію згладжувальних фільтрів.
3. Наведіть схеми Г-подібних RC -фільтра і LC -фільтра. Поясніть принцип їх дії. Чому дорівнює коефіцієнт згладжування RC -фільтра і LC -фільтра?
4. Дайте визначення наступним параметрам згладжувальних фільтрів: коефіцієнту фільтрації, коефіцієнту передачі середнього значення напруги, коефіцієнту згладжування.
5. Які вимоги пред'являються до згладжувальних фільтрів?
6. Зобразіть згладжувальний фільтр у вигляді Г- подібного кола і поясніть якими властивостями повинні володіти елементи фільтра.
7. Поясніть, як визначається коефіцієнт фільтрації індуктивного фільтра. При яких величинах опорів навантаження використовуються індуктивні фільтри?
8. Поясніть залежність коефіцієнту фільтрації Г- подібного LC - фільтра від значення його елементів . При яких величинах опорів навантаження використовуються такі фільтри?
9. Поясніть залежність коефіцієнту фільтрації Г- подібного RC - фільтра від значення його елементів . При яких величинах опорів навантаження використовуються такі фільтри?
10. Нарисуйте і поясніть навантажувальну характеристику випрямляча з Г- подібним згладжувальним LC - фільтром.

Тема 4.2. Стабілізатори

4.2.1. Призначення, параметри і класифікація стабілізаторів

Нормальна робота більшості електронних пристроїв неможлива без стабілізації напруги живлення або струму навантаження в заданих межах. Функцію підтримки напруги (струму) в заданих межах виконують стабілізатори.

Стабілізатором напруги (струму) називається пристрій, який автоматично підтримує задане значення напруги (струму) на виході вторинного джерела живлення із заданим ступенем точності при дії різних дестабілізуючих факторів. Основними дестабілізуючими факторами є:

- коливання напруги мережі живлення U_M ;
- зміна опору навантаження R_H ;
- зміна температури T ;
- зміна частоти мережі f_M .

Застосування стабілізаторів диктується тим, що електронна апаратура може нормально функціонувати при нестабільності напруги живлення 0,1÷3%, а для окремих пристроїв, наприклад для підсилювачів постійного струму, нестабільність напруги живлення не повинна перевищувати 0,0001%.

Основні параметри стабілізаторів

Основним параметром стабілізаторів є коефіцієнт стабілізації – відношення відносної зміни дестабілізуючого фактора до відносної зміни стабілізованої величини.

- Коефіцієнт стабілізації напруги визначається формулою

$$k_{\text{ст}U} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}} / U_{\text{вих}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}} \cdot \lambda,$$

де $\Delta U_{\text{вх}}$ і $\Delta U_{\text{вих}}$ - відхилення вхідної та вихідної напруг від їх номінальних значень;

- коефіцієнт стабілізації струму

$$k_I = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}},$$

де $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta I_{\text{вих}}$ - відхилення вхідної напруги та вихідного струму навантаження від їх номінальних значень;

- вихідний опір $R_{\text{ист}} = -\Delta U_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вих}}$;
- коефіцієнт корисної дії $\eta = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}$;
- температурний коефіцієнт напруги (ТКН)

$$\text{ТКН} = \Delta U / \Delta T \left[\text{mB} / ^\circ \text{C} \right]$$

Класифікація стабілізаторів

За способом стабілізації стабілізатори поділяються на параметричні та компенсаційні.

За способом регулювання: неперервної дії та імпульсні стабілізатори.

За родом стабілізуємої величини: стабілізатори напруги і стабілізатори струму.

За видом напруги: стабілізатори постійної напруги, стабілізатори змінної напруги.

У параметричних стабілізаторах застосовують елементи з нелінійною залежністю між струмом і напругою – стабілітрони, біполярні та польові транзистори, баретери. Робочою ділянкою вольт-амперної характеристики цих приладів є ділянка, де напруга мало залежить від струму або навпаки.

Сутність компенсаційного способу стабілізації полягає у тому, що вихідна напруга порівнюється з еталонною (зразковою) напругою, в результаті чого утворюється різниця цих напруг. Ця різниця, якщо потрібно, підсилюється і поступає на регулювальний елемент (РЕ) стабілізатора, який змінює свої параметри таким чином, що вихідна напруга залишається незмінною. Таким чином, компенсаційний стабілізатор представляє собою замкнену систему автоматичного регулювання.

У залежності від того, в якому режимі працює РЕ, стабілізатори поділяються на стабілізатори неперервної дії та імпульсні стабілізатори.

Якщо з еталонною напругою порівнюється величина пропорційна вихідній напрузі, то стабілізатор називається стабілізатором напруги, а якщо - пропорційна вихідному струму, то - стабілізаторами струму.

4.2.2. Параметричні стабілізатори

Параметричний стабілізатор напруги складається з напівпровідникового стабілітрона VD , ввімкненого послідовно з обмежувальним (баластним) опором $R_б$,

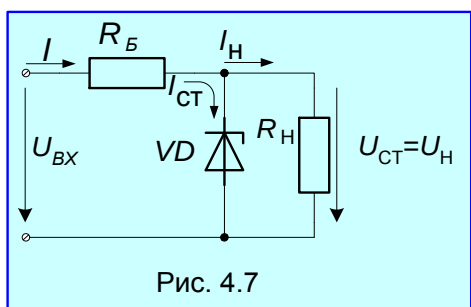


рис. 4.7. Принцип дії параметричного стабілізатора можна зрозуміти, якщо виконати його графічний аналіз. На рисунку рис. 4.8 зображена вольт-амперна характеристика стабілітрона і обернена вольт-амперна характеристика баластного резистора $R_б$

(пряма 1), побудована за рівнянням $U_{BX} = U_{CT} + I_{CT} R_б$, складеним відповідно до другого закону Кірхгофа за умови, що $R_H = \infty$.

Координатами точки перетину P вольт-амперних характеристик можна визначити напругу і струм стабілізації при номінальній напрузі на вході (нехай це U_{CT1} і I_{CT1}). Якщо вхідна напруга відхиляється від номінального значення, то для визначення нових значень напруги

і струму стабілізації необхідно

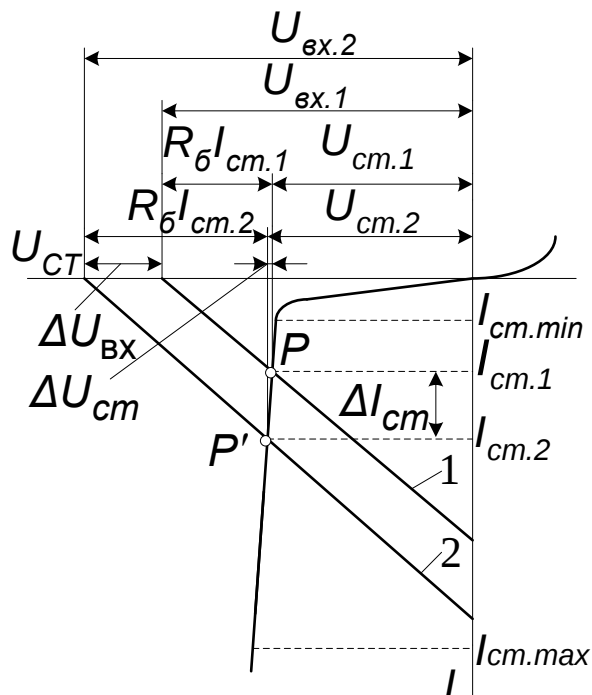


Рис. 4.8

вольт-амперну характеристику обмежувального резистора перемістити паралельно самій собі по вісі абсцис на $\Delta U_{\text{ао}}$ (пряма 2). Координатами точки перетину P' будуть визначати нові параметри стабілізації ($U_{\text{СТ}2}$ і $I_{\text{СТ}2}$).

Як видно з рисунку, відхилення вхідної напруги від номінального значення призводить до відхилення напруги стабілізації, яке значно менше відхилення вхідної

напруги. Це тому, що напруга на стабілітроні практично не змінюється.

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора не перевищує 30..50. (Приріст $U_{\text{ВХ}}$ на величину $\Delta U_{\text{ВХ}}$ визве значну зміну струму через стабілітрон $\Delta I_{\text{СТ}}$ і незначну зміну вихідної напруги $\Delta U_{\text{ВИХ}}$ і струму $\Delta I_{\text{Н}}$).

Для динамічного режиму запишемо:

$$\Delta I = \Delta I_{\text{Н}} + \Delta I_{\text{СТ}}; \quad (6.4)$$

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{ВИХ}} + \Delta I \cdot R_{\text{Б}}, \quad (6.5)$$

$$\text{де } \Delta I_{\text{Н}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{R_{\text{Н}}};$$

$$\Delta I_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{r_{\text{д}}};$$

$$\Delta U_{\text{СТ}} = \Delta U_{\text{ВИХ}} \cdot$$

Підставивши (6.4) в (6.5) одержимо:

$$\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вух}} + \left(\frac{\Delta U_{\text{вух}}}{R_{\text{H}}} + \frac{\Delta U_{\text{вух}}}{r_{\text{д}}} \right) R_{\text{Г}} = \Delta U_{\text{вух}} \left(1 + \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{H}}} + \frac{R_{\text{Г}}}{r_{\text{д}}} \right) \approx \Delta U_{\text{вух}} \frac{R_{\text{Г}}}{r_{\text{д}}}, \quad (6.6)$$

де враховано, що динамічний опір стабілітрона $r_{\text{д}}$ складає одиниці÷десятки ом; R_{H} - десятки кілоом; $R_{\text{Г}}$ - декілька кілоом і відповідно $1 + \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{H}}} \ll \frac{R_{\text{Г}}}{r_{\text{д}}}$.

З (6.6) випливає, що $\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}} \approx \frac{R_{\text{Г}}}{r_{\text{д}}}$.

Коефіцієнт стабілізації

$$K_{\text{стU}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вх ном}}} : \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вих ном}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}} \cdot \frac{\Delta U_{\text{вих ном}}}{\Delta U_{\text{вх ном}}} = \frac{R_{\text{Г}}}{r_{\text{д}}} \cdot \lambda. \quad (6.7)$$

Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора напруги на стабілітроні може досягати 30÷50.

Вихідний опір параметричного стабілізатора визначимо за умови, що $\Delta U_{\text{вх}}=0$

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{Г}} \cdot r_{\text{д}}}{R_{\text{Г}} + r_{\text{д}}} \approx r_{\text{д}}. \quad (6.8)$$

Слід відмітити, що у режимі холостого ходу через стабілітрон протікає максимальний струм $I_{\text{ст макс}}$. При збільшенні струму навантаження струм через стабілітрон зменшується.

Максимальний струм навантаження параметричного стабілізатора визначається різницею між максимальним і мінімальним струмами стабілітрона:

$$I_{\text{н макс}} = I_{\text{ст макс}} - I_{\text{ст мін}}.$$

Величина баластного опору визначається

$$R_{\text{Г}} = \frac{U_{\text{вх мін}} - U_{\text{ст макс}}}{I_{\text{н макс}} + I_{\text{ст мін}}} = \frac{U_{\text{вх мін}} - U_{\text{ст макс}}}{I_{\text{ст макс}}}.$$

Для збільшення коефіцієнта стабілізації необхідно:

- збільшувати величину опору $R_{\text{Г}}$ (підвищувати $U_{\text{вх}}$);

- використовувати стабілітрони з малим динамічним опором r_d ;

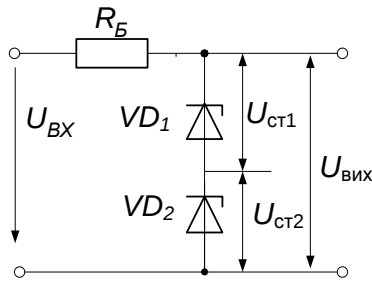


Рис.4.9

- мати великий опір R_H (збільшувати λ);
 - працювати в точці близькій до $I_{CT_{\min}}$,
- що відповідає більшому статичному опорові стабілітрона $R_{\text{стат}}$.

Для підвищення величини стабілізованої напруги використовують послідовне включення стабілітронів (рис. 4.9). При цьому вихідна напруга стабілізатора буде дорівнювати сумі напруг на окремих стабілітронах: $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{СТ1}} + U_{\text{СТ2}}$.

Для температурної компенсації використовують прямо включені компенсуючі стабілітрони (рис. 4.10). Прямо включені стабілітрони $VD_{\text{КОМП}}$ мають від'ємний ТКС, а робочий VD – додатний, що забезпечує незмінність $U_{\text{ВИХ}}$. Враховуючи, що ТКС прямо включених стабілітронів значно менша ніж зворотно включених, їх кількість повинна бути більшою (зазвичай 3-4).

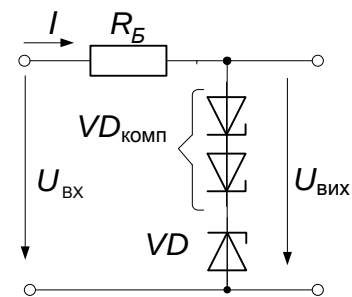


Рис. 4.10

4.2.3. Компенсаційні стабілізатори

Компенсаційний стабілізатор з безперервним регулюванням представляє собою систему автоматичного регулювання, в якій із заданою точністю підтримується напруга або струм на виході незалежно від зміни вхідної напруги, опору навантаження і параметрів схеми. На рис. 4.11 наведено структурну схему компенсаційного стабілізатора.

Сутність компенсаційного способу стабілізації полягає у тому, що

вихідна напруга, або її частина, порівнюється з еталонною (опорною) напругою. У результаті утворюється різниця цих напруг ΔU , яка підсилюється

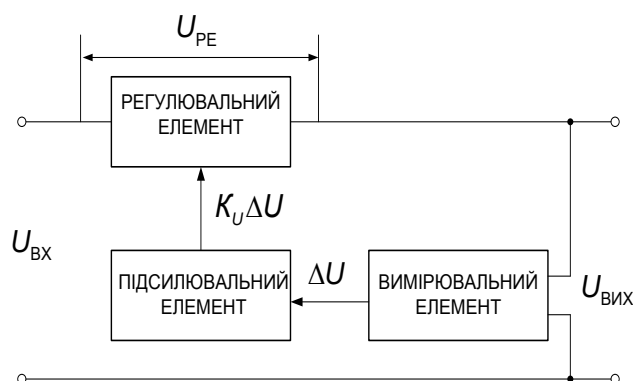


Рис. 4.11

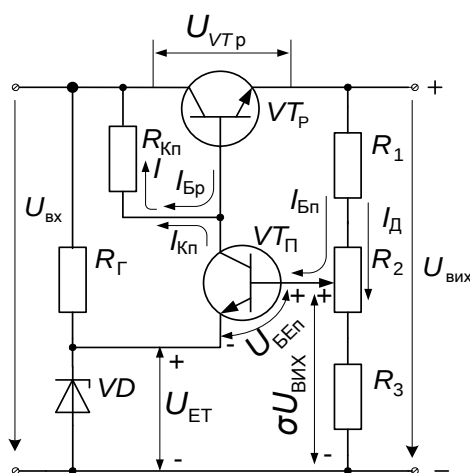


Рис. 4.12

збільшується (або зменшується) спад напруги на регулювальному елементі до тих пір, поки вона не компенсує збільшення (або зменшення) вхідної напруги $U_{ВІХ} = U_{ВХ} - U_{РЕ}$.

4.2.3.1. Компенсаційні стабілізатори напруги з безперервним регулюванням

На рис. 4.12 наведена принципова схема компенсаційного стабілізатора, побудованого на дискретних напівпровідникових елементах.

Еталонна напруга формується на стабілітроні VD , який разом із резистором R_r утворює параметричний стабілізатор напруги. Еталонна

підсилювальним елементом і поступає до регулювального елемента. Останній змінює свої параметри таким чином, що вихідна напруга залишається незмінною.

Якщо з деяких причин (наприклад, через нестабільність вхідної напруги, або зміну опору навантаження) напруга на виході відхилилась від номінального значення, то на виході вимірювального елемента з'являється напруга, пропорційна різниці між вихідною та опорною напругою ΔU . Ця напруга підсилена підсилювальним елементом поступає до регулювального елемента, який змінює свій опір під дією сигналу підсилювача. Зі зміною опору

напруга і напруга, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора $\sigma U_{ВИХ}$, порівнюються на емітерному $p-n$ - переході транзистора $VT_{П}$ (ділянка транзистора база-емітер). Під дією цієї різниці напруг $\Delta U = U_{БЕП} = \sigma U_{ВИХ} - U_{ЕТ}$ (σ – коефіцієнт ділення вихідного дільника) змінюється колекторний струм $I_{КП}$ підсилювального транзистора $VT_{П}$ і, як наслідок, змінюється базовий струм $I_{БР}$ регулювального транзистора $VT_{Р}$. Якщо, наприклад, вихідна напруга, і відповідно $\sigma U_{ВИХ}$, прагне збільшитись, то це приведе до збільшення $U_{БЕП}$ і струму $I_{КП}$. Збільшення струму $I_{КП}$ приведе до зменшення базового струму $I_{БР}$ регулювального транзистора $VT_{Р}$ і відповідно збільшення напруги між його колектором і емітером $U_{VT_{Р}}$. А так як $U_{ВИХ} = U_{ВХ} - U_{VT_{Р}}$, то це приведе до зменшення вихідної напруги, тобто її стабілізацію.

$$K_{CTU} = \frac{dU_{ВХ}}{dU_{ВИХ}} \cdot \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} \cdot \lambda \quad (6.9)$$

Враховуючи, що $I_{БП} \ll I_{Д}$ і $I_{БР} \ll I_{КП}$, для статичного режиму запишемо рівняння:

$$U_{ЕТ} + U_{БЕП} = \sigma U_{ВИХ}, \text{ або } U_{БЕП} = \sigma U_{ВИХ} - U_{ЕТ}. \quad (6.10)$$

Напруга на навантажувальному резисторі транзистора $VT_{П}$

$$U_{R_{КП}} = I \cdot R_{КП} = U_{ВХ} - U_{ВИХ} - I_H r_E.$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача постійного струму

$$K_{УП} = \frac{U_{R_{КП}}}{U_{БЕП}} = \frac{U_{ВХ} - U_{ВИХ} - I_H r_E}{\sigma U_{ВИХ} - U_{ЕТ}}.$$

З цього виразу визначимо $U_{ВИХ}$:

$$\begin{aligned} K_{УП} (\sigma U_{ВИХ} - U_{ЕТ}) &= U_{ВХ} - U_{ВИХ} - I_H r_E \Rightarrow \\ U_{ВИХ} (\sigma K_{УП} + 1) &= U_{ВХ} + U_{ЕТ} K_{УП} - I_H r_E. \end{aligned}$$

Враховуючи, що $\sigma K_{УП} \gg 1$, одержимо:

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{ВХ}}{\sigma K_{Уп}} + \frac{U_{ЕТ}}{\sigma} - \frac{I_H r_E}{\sigma K_{Уп}} \quad (6.11)$$

Продиференціюємо $U_{ВИХ}$ по $U_{ВХ}$

$$\frac{dU_{ВИХ}}{dU_{ВХ}} = \frac{1}{\sigma K_{Уп}} \Rightarrow \frac{dU_{ВХ}}{dU_{ВИХ}} = \sigma K_{Уп} . \quad (6.12)$$

Підставимо (6.12) в (6.9) і одержимо

$$K_{СТУ} = \sigma K_{Уп} \lambda . \quad (6.13)$$

Вихідний опір стабілізатора одержимо, якщо продиференціюємо вираз

$$(6.11) \text{ по } I_H: R_{ВИХ} = \frac{dU_{ВИХ}}{dI_H} = -\frac{r_E}{\sigma K_{Уп}} .$$

З урахуванням внутрішнього опору джерела вхідної напруги одержимо:

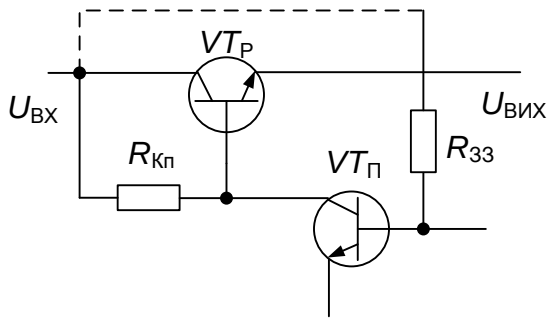
$$R_{ВИХ} = \frac{dU_{ВИХ}}{dI_H} = -\frac{r_B + r_E}{\sigma K_{Уп}} \quad (6.14)$$

Таким чином, чим більші $K_{Уп}$ і σ , тим більше коефіцієнт стабілізації і менше вихідний опір стабілізатора.

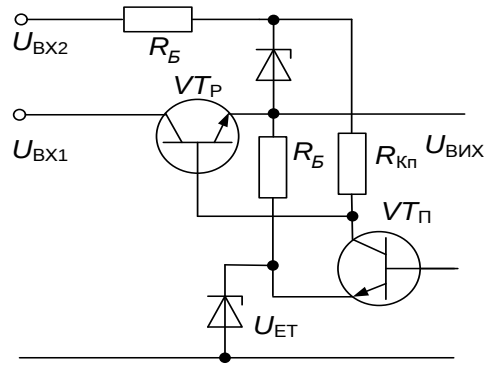
Розглянута схема стабілізатора дозволяє одержати $K_{СТУ} \approx 10^2$ і $R_{ВИХ} \approx 0,1 \text{ Ом}$.

Збільшення $K_{СТУ}$ і зменшення $R_{ВИХ}$ можна наступними способами:

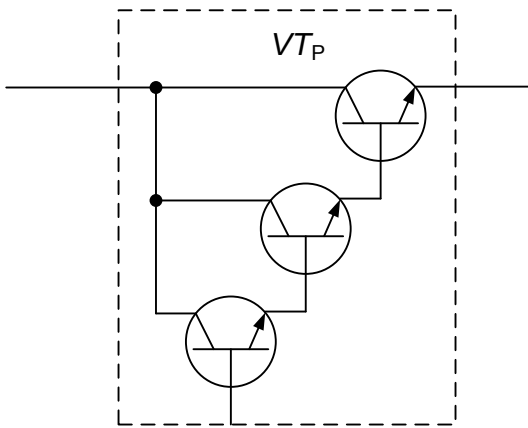
- Введенням від'ємного зворотного зв'язку за вхідною напругою (рис.4.13, а);
- живленням підсилювача від окремого джерела живлення, що збільшує коефіцієнт стабілізації на 2÷3 порядків (рис. 4.13, б);
- використанням багатокаскадного ППС, або операційного підсилювача;



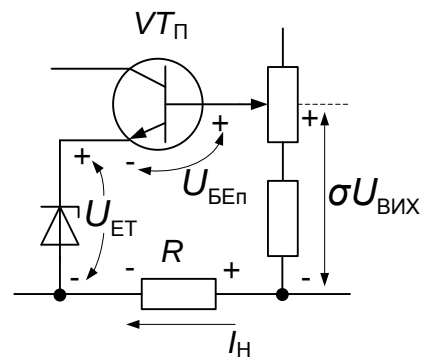
а)



б)



в)



г)

Рис.4.13

- виконання регулювального елемента на складеному транзисторі (рис. 4.13, в);

- введенням послідовного зворотного зв'язку за струмом (рис. 4.13, г).

Позитивна якість компенсаційних стабілізаторів:

1. Високий коефіцієнт стабілізації $K_{CTU} \geq 1000$;
2. Малий вихідний опір $R_{BИX} = 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ Ом}$;
3. Відсутність власних завад.

Недоліком лінійних компенсаційних стабілізаторів є низький к.к.д. (<50%).

Компенсаційний стабілізатор набути на операційному підсилювачі

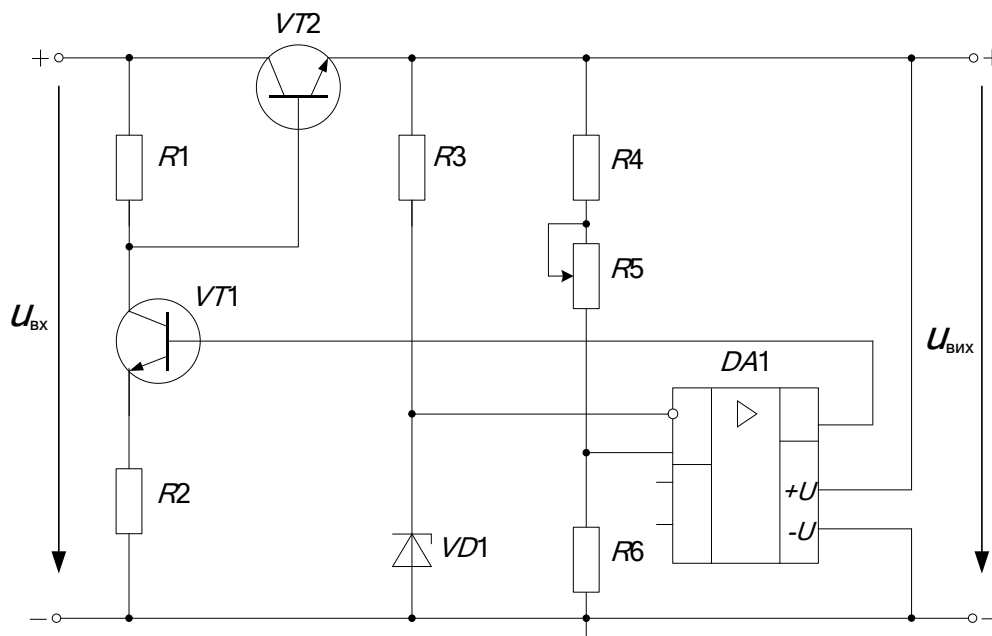


Рис. 4.14

Принципова електрична схема компенсаційного стабілізатора набути на операційному підсилювачі приведена на рис. 4.14.

Принцип дії даного стабілізатора полягає в порівнянні вихідної набути стабілізатора (фактично набути на навантаженні), що знімається з ділянки R4...R6 та опорної набути, що задається стабілітроном VD1. Порівняння виконується операційним підсилювачем DA1, що ввімкнений в режимі компаратора, який керує транзистором VT2, що ввімкнений за схемою спільний емітер. Якість стабілізації набути визначається температурним коефіцієнтом стабілізації стабілітрона VD1, температурним коефіцієнтом опорів резисторів R1... R6, швидкодією і коефіцієнтом підсилення операційного підсилювача DA1.

4.2.3.2. Імпульсний стабілізатор напруги

При роботі регулюючого транзистора компенсаційного стабілізатора в безперервному режимі на ньому виділяється значна потужність, що приводить до необхідності ставити громіздкі радіатори. К.К.Д таких стабілізаторів виходить низьким.

Потужність, яка виділяється на регулюючому транзисторі, зменшується, якщо він працює в ключовому режимі.

Стабілізатори такого типу одержали назву імпульсних. Регулюючі транзистори в імпульсних стабілізаторах працюють як перемикаючі елементи.

Найбільш поширеними є імпульсні стабілізатори із широтно-імпульсною модуляцією.

На рис. 4.15 наведена структурна схема такого стабілізатора.

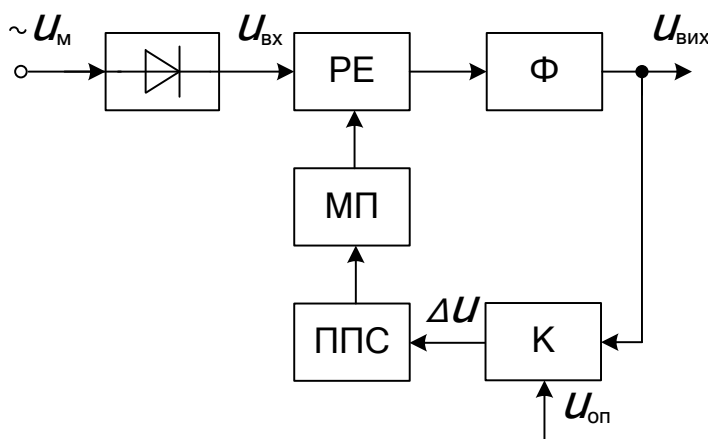


Рис. 4.15

Принцип роботи схеми полягає в наступному. Випрямлена напруга через фільтр або безпосередньо з випрямляча подається на регулюючий

елемент РЕ, а потім через фільтр Ф на вихід стабілізатора. Вихідна напруга стабілізатора $U_{\text{вих}}$ порівнюється компаратором К з опорною напругою $U_{\text{оп}}$, а потім сигнал різниці ΔU подається на вхід підсилювача постійного струму ППС. Підсилений сигнал надходить до модулюючого пристрою МП, який перетворює сигнал постійного струму в імпульси визначеної тривалості. Тривалість імпульсів змінюється пропорційно сигналу різниці між опорною і вимірюваною напругою (ΔU). З модулюючого пристрою імпульси надходять до регулюючого елемента (РЕ), який періодично переключається. Середнє значення напруги на виході РЕ залежить від співвідношення між часом t_i , коли він знаходиться у відкритому стані, і тривалістю періоду T : $U_{\text{вих}} = \gamma U_{\text{вх}}$, де $\gamma = t_i/T$ - коефіцієнт заповнення імпульсів.

При зміні напруги на виході стабілізатора змінюється сигнал постійного струму, а отже, і співвідношення між тривалістю паузи й імпульсу. У результаті середнє значення вихідної напруги повертається до первісного значення.

4.2.4. Стабілізатори струму

Як вже було сказано в пункті 4.1, на відміну від стабілізаторів напруги стабілізатори струму призначені для автоматичного підтримання величини струму на виході незалежно від величини вхідної напруги або опору навантаження.

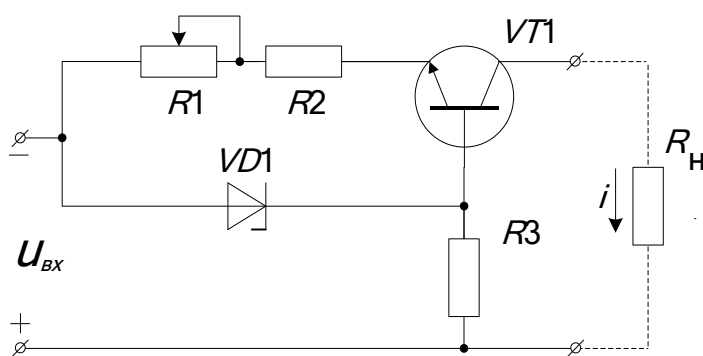


Рис. 4.16

На рис. 4.16 наведена принципова схема стабілізатору струму на біполярному транзисторі.

Розглянемо роботу стабілізатора струму для двох

випадків:

$$1) R_H = \text{const}, U_{\text{ex}} = \text{var} ;$$

$$2) R_H = \text{var}, U_{\text{ex}} = \text{const} .$$

Припустимо, що опір навантаження залишається незмінним, а збільшується вхідна напруга. Якби ніяких змін не відбувалося з транзистором, то струм через R_H також збільшився б. Внаслідок чого збільшиться струм, що протікає через резистори, R_1 , R_2 , а, відповідно, і напруга на цих резисторах. Напруга на стабілітроні дорівнює сумі напруг на резисторах R_1 , R_2 і на переході база-емітер транзистора (перехід база-емітер транзистора ввімкнений в прямому напрямі). Напруга на стабілітроні при зміні вхідної напруги залишається практично незмінною, таким чином, напруга на переході база-емітер транзистора зменшиться і збільшиться опір між виводами емітер-колектор транзистора. Струм, що протікає через колектор-емітер транзистора і резистор навантаження буде зменшуватись, прямуючи до свого початкового значення. Таким чином, буде забезпечуватись стабілізація струму.

Нехай тепер вхідна напруга залишиться незмінною, а збільшиться опір навантаження. Якби в цьому випадку з транзистором не відбулось ніяких

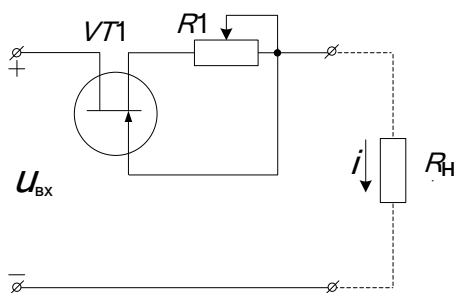


Рис. 4.17

змін, то струм навантаження зменшився б. При зменшенні струму навантаження зменшиться струм через резистори R_1 , R_2 і падіння напруги на них також зменшиться. В результаті збільшиться напруга між базою та емітером транзистора, що приведе до зростання його колекторного струму а також струму навантаження.

Таким чином, струм навантаження буде прямувати до свого початкового значення. Для збільшення стабільності струму в якості транзистора VT1 використовують складений транзистор.

Стабілізатор струму на польовому транзисторі

Дуже простими виходять стабілізатори постійного струму з використанням польових транзисторів (рис. 4.17).

Струм навантаження протікає через резистор $R1$. Струм, що протікає в колі: плюс джерела, стік-виток польового транзистора, резистор R_n , мінус джерела живлення, дуже малий, тому що перехід стік-затвор транзистора зміщений у зворотному напрямі. Напруга на резисторі $R1$ має полярність плюс зліва і мінус справа. Потенціал затвору дорівнює потенціалу правого виводу резистора $R1$, відповідно, потенціал затвору відносно стоку буде від'ємним. При зменшенні опору навантаження струм через резистор $R1$ прагне збільшитись, в результаті чого потенціал затвору відносно витоку стає більш від'ємним і транзистор закривається в більшій мірі. При більшому закритті транзистора VT1 струм через навантаження зменшується, прямуючи до свого початкового значення.

Запитання для самоконтролю

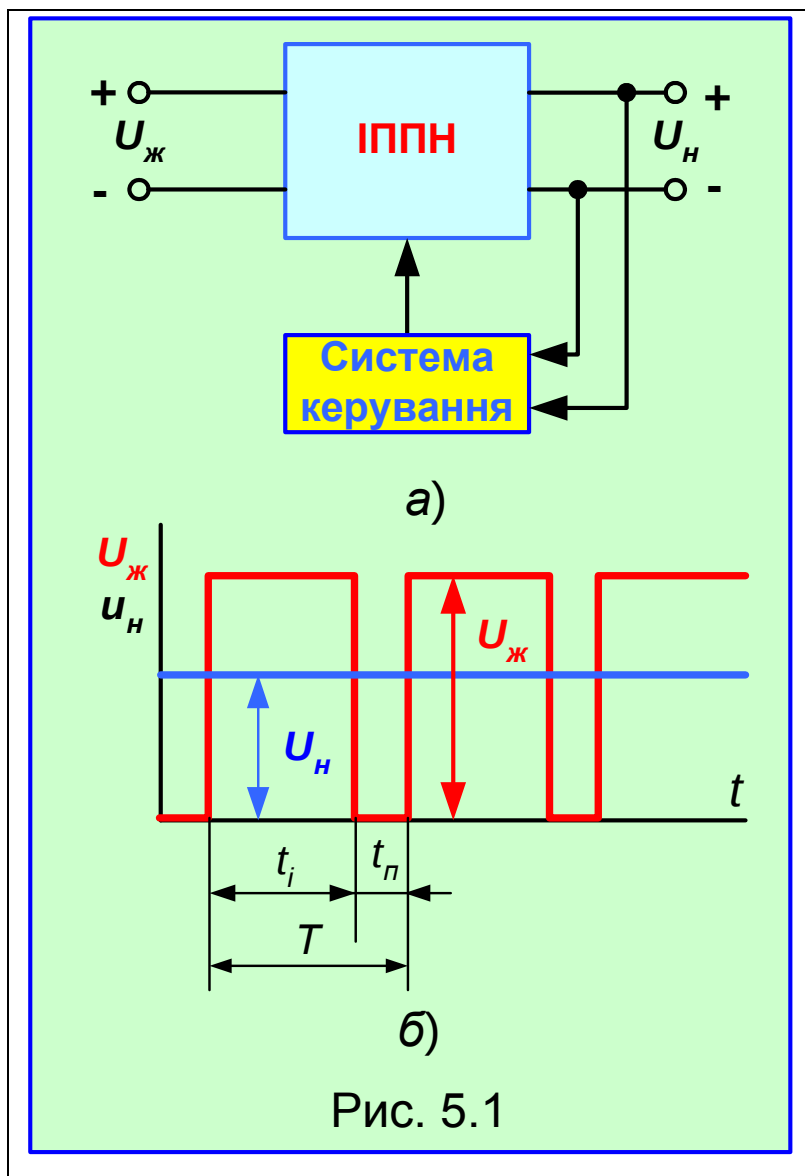
1. Що таке стабілізатор напруги (струму)? Чому дорівнює коефіцієнт стабілізації за напругою?
2. Назвіть дестабілізуючі фактори, що впливають на величину випрямленої напруги.
3. Наведіть признаки по яких класифікують стабілізатори.
4. Який може бути максимальний струм навантаження параметричного стабілізатора?
5. Як розраховується величина опору баластного резистора параметричного стабілізатора?

6. Наведіть схему і поясніть принцип дії параметричного стабілізатора напруги на напівпровідниковому стабілітроні.
7. Поясніть залежність коефіцієнта стабілізації параметричного стабілізатора від величини динамічного опору стабілітрона.
8. Наведіть структурну та електричну схеми однокаскадного компенсаційного стабілізатора напруги. Поясніть принцип його дії.
9. Поясніть причину залежності вихідної напруги параметричного стабілізатора від температури і як її можна зменшити.
10. Поясніть сутність компенсаційного способу стабілізації напруги.
11. Наведіть схему і поясніть принцип дії компенсаційного стабілізатора напруги.

12. Наведіть способи збільшення коефіцієнту стабілізації компенсаційних стабілізаторів напруги.

Розділ 5. Імпульсні перетворювачі постійної напруги (ІППН)

Є багато первинних джерел електроенергії, які виробляють постійну напругу. До них відносяться сонячні батареї, термоелектрогенератори, магнітогідродинамічні (МГД) генератори, паливні елементи, які використовують енергію хімічних реакцій, акумуляторні батареї,



електромашинні генератори постійної напруги. Для приведення постійних напруг таких джерел до потрібного рівня, її стабілізації чи регулювання потрібні перетворювачі постійної напруги в постійну.

Такі перетворювачі виконуються на вентилях, які працюють в ключових (імпульсних) режимах, і називаються імпульсними перетворювачами постійної напруги (ІППН) (рис. 5.1, а). Вихідна напруга таких перетворювачів формується послідовністю імпульсів прямокутної форми довжиною t_i і паузою t_n , амплітуда яких близька до напруги живлення $U_{ж}$ (рис. 5.1, б).

Для одержання потрібної якості вихідної напруги (необхідний коефіцієнт пульсації) між виходом перетворювача і навантаженням включають згладжувальний фільтр.

В основі принципу дії ІППН лежить ключовий режим роботи напівпровідникових приладів, здійснюючих періодичне підключення навантаження до джерела живлення $U_{ж}$. Мале падіння напруги на ключовому елементі у відкритому стані і практично відсутній струм у закритому стані зумовлюють високий коефіцієнт корисної дії (ККД) імпульсних перетворювачів.

Середнє значення вихідної напруги перетворювача при широтно-імпульсному регулюванні пов'язане з напругою живлення співвідношенням

$$U_{н} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} U_{ж} dt = \frac{t_i}{T} U_{ж} = \gamma U_{ж} = t_i f U_{ж}, \text{ де} \quad (5.1)$$

$\gamma = \frac{t_i}{T}$ - коефіцієнт регулювання (коефіцієнт заповнення імпульсів);

t_i - довжина вихідних імпульсів;

f - частота вихідних імпульсів.

Регулювання вихідної напруги ІППН відбувається імпульсними методами шляхом зміни параметрів вихідних імпульсів. Найбільше

розповсюдження отримали широтно-імпульсний і частотно-імпульсний методи регулювання, а також їх комбінація.

Широтно-імпульсний метод регулювання (ШІР) відбувається за рахунок зміни довжини (ширини) вихідних імпульсів t_i (рис. 5.1, б) при незмінному періоді їх слідування ($t_i = var, T = const, f = 1/T = const$). При частотно-імпульсному методі регулювання (ЧІР) зміна вихідної напруги відбувається за рахунок зміни частоти імпульсів при незмінній їх довжині ($t_i = const, T = var, f = 1/T = var$). При комбінаційному методі регулювання змінюються як ширина імпульсів так і їх частота ($t_i = var, T = var, f = 1/T = var$).

Можливість регулювання вихідної напруги використовують при побудові регуляторів і стабілізаторів постійної напруги. ІППН широко використовують також для регулювання частоти обертання двигунів постійного струму. Регулювання постійної напруги за допомогою ІППН можливо також при первинній мережі живлення змінного струму. У даному випадку на вході ІППН включають некерований випрямляч. Система некерований випрямляч - ІППН є конкуруючим варіантом керованого випрямляча.

У відповідності з (5.1) діапазон регулювання вихідної напруги ІППН з широтно-імпульсним регулюванням змінюється від нуля (якщо $t_i = 0, \gamma = 0$) до $U_{ж}$ (якщо $t_i = 1, \gamma = 1$).

При частотно-імпульсному методі регулювання (ЧІР) зміна вихідної напруги відбувається за рахунок зміни частоти слідування вихідних імпульсів ($f = 1/T = var$) при незмінній їх довжині ($t_i = const$). Регулювальні можливості перетворювача з частотно-імпульсним регулюванням характеризуються співвідношенням

$$U_n = \frac{t_i}{T} U_{ж} = t_i f U_{ж}. \quad (5.2)$$

При комбінованому регулюванні використовується одночасно широтно-імпульсне і частотно-імпульсне регулювання, тобто, змінюється як довжина, так і частота імпульсів.

За побудовою ІППН діляться на:

- однокаскадні, в яких відбувається пряме перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини без будь-якого проміжного перетворення;
- двокаскадні, в яких постійна напруга в першому каскаді за допомогою інвертора перетворюється (інвертується) у змінну напругу, а потім у другому каскаді перетворюється (випрямляється) в постійну напругу потрібної величини. Наявність в автономному інверторі трансформатора дає можливість одержати на виході постійну напругу як більшу, так і меншу ніж вхідна.

Розглянемо базові схеми однокаскадних перетворювачів.

В залежності від схеми виконання безпосередні ІППН можуть бути понижуючими, підвищуючими і інвертуючими. Будуються такі перетворювачі на повністю керованих вентилях (тиристорах, транзисторах).

5.1. Понижуючі ІППН

Схема безпосереднього понижуючого ІППН приведена на рис. 5.2, а, а діаграми, пояснючі його роботу, на рис. 5.2, б...ж. Регулюючий елемент умовно показаний у вигляді ключа K , в якості якого в реальних схемах використовують тиристор зі схемами комутації, біполярний транзистор, МДН транзистор, СІТ, IGBT. В даній схемі використовується накопичувальна індуктивність L_{ϕ} , яка включена послідовно з навантаженням R_H і виконує також функцію згладжувального фільтра. Ключ K включений між джерелом живлення $U_{\text{ж}}$ і накопичувальною індуктивністю L_{ϕ} . Схема керування формує імпульси керування ключем. При замиканні ключа K в індуктивності починає наростати струм, досягаючи свого максимуму в момент розмикання ключа (t_2)

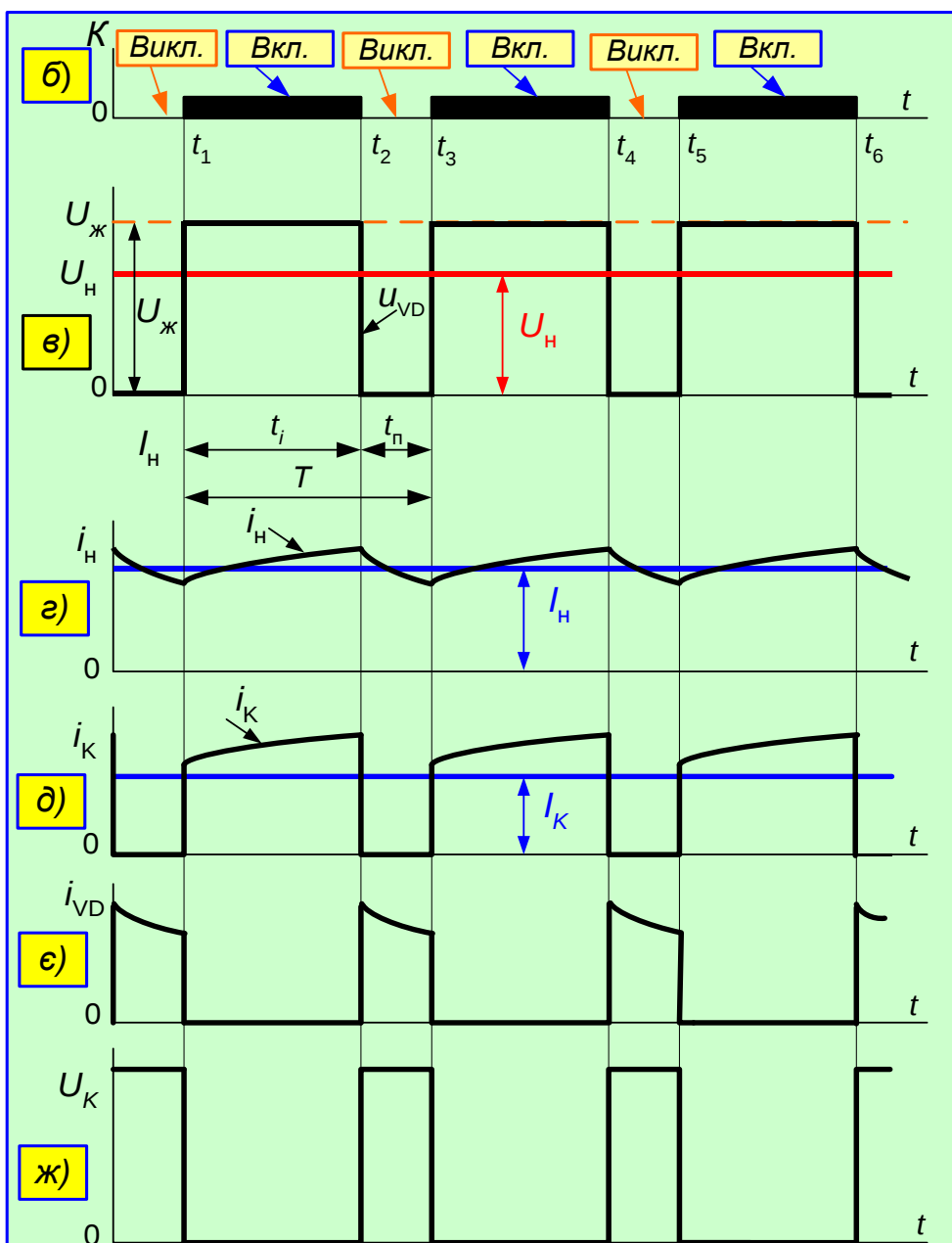
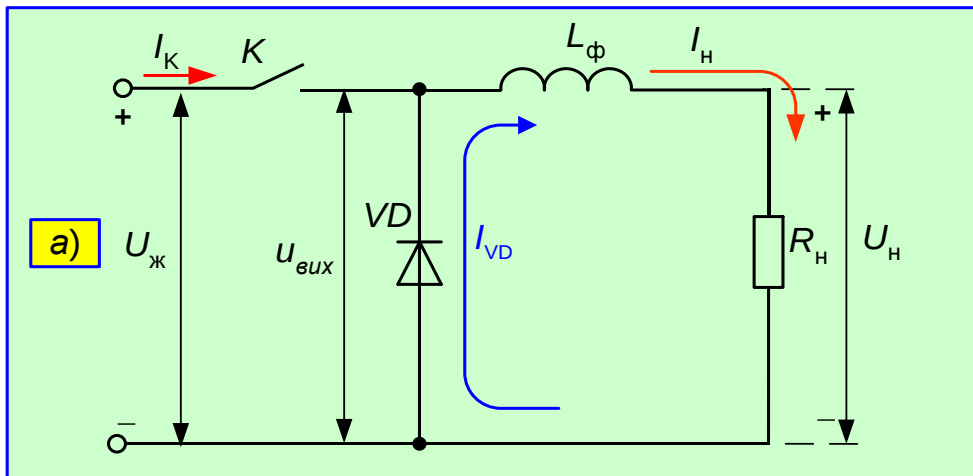


Рис. 5.2. Схема понижающего ИППН (а) і діаграми напруг і струмів, пояснючих його роботу (б, ...ж)

(рис. 5.2, а, б). Після розмикання ключа K , струм дроселя L_ϕ , за рахунок накопиченої енергії на інтервалі t_1-t_2 , продовжує протікати через навантаження і діод VD (інтервал t_2-t_3). Діод VD забезпечує неперервність струму в індуктивності і навантаженні, а також виключає появу небезпечних викидів напруги на ключі K в момент комутації.

При розгляді роботи схеми будемо рахувати, що ключ і діод ідеальні, струм у колі навантаження непереривний, а напруга на навантаженні постійна. Замикання і розмикання ключа приводить до стрибкоподібної зміни напруги на індуктивності L_ϕ і пульсації в ній струму (рис. 5.2, в).

На інтервалах включеного стану ключа (t_1-t_2 , t_3-t_4 , t_5-t_6) напруга живлення $U_{\text{ж}}$ підключається до входу згладжувального фільтра, $u_{\text{вих}} = U_{\text{ж}}$, діод VD закритий. Через навантаження протікає струм $i_{\text{н}}$ від джерела живлення. На інтервалах розімкненого стану ключа (t_2-t_3 , t_4-t_5) зв'язок вихідного кола з джерелом живлення відсутній, однак струм через навантаження на цих інтервалах буде протікати. Він підтримується енергією, накопиченою дроселем L_ϕ на інтервалах протікання струму від джерела живлення при замкненому ключі K і замикається через діод VD , в результаті чого $u_{\text{вих}} = 0$. Без урахування напруги на активних опорах дроселя L_ϕ напруга на навантаженні $U_{\text{н}} = U_{\text{вих}}$ визначається середнім значенням

$$U_{\text{н}} = \frac{t_i}{T} U_{\text{ж}} = \gamma U_{\text{ж}},$$

де $\gamma = t_i / T$ - коефіцієнт заповнення імпульсів (коефіцієнт регулювання). Струм навантаження за період складається з відрізків експонент наростання (на інтервалі t_1-t_2) і спаду (на інтервалі t_2-t_3) зі сталою часу $\tau = L_\phi / R_{\text{н}}$.

При широтно-імпульсному методі регулювання (ШІР) діапазон регулювання вихідної напруги визначається коефіцієнтом γ і може змінюватись від нуля (при $t_i=0$, $\gamma=0$) до $U_{\text{ж}}$ (при $t_i=T$, $\gamma=1$).

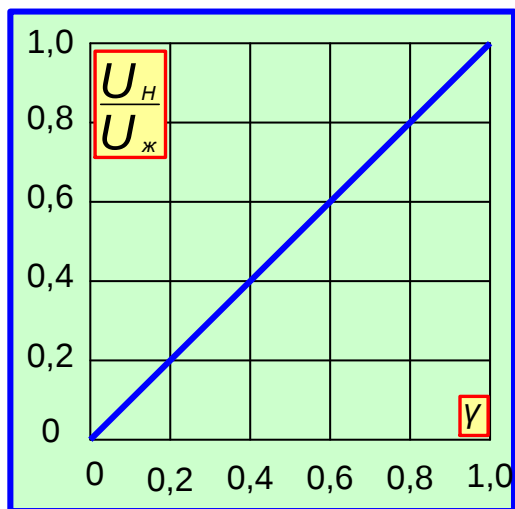


Рис. 5.3. Регулювальна характеристика

понижуючого ІППН

Залежність напруги на навантаженні від величини коефіцієнта регулювання (коефіцієнта заповнення імпульсів) γ характеризує регулювальну характеристику ІППН $U_H = f(\gamma)$.

Регулювальна характеристика понижуючого ІППН зображена на рис. 5.3

Понижуючі

ІППН

характеризуються жорсткою навантажувальною характеристикою, яка визначається залежністю середнього значення напруги на навантаженні від струму навантаження при незмінному коефіцієнті заповнення імпульсів, і високим коефіцієнтом корисної дії (ККД).

При побудові потужних ІППН (більш 100 кВт) виникають труднощі побудови перетворювачів за схемою, яка була розглянута вище. Це пов'язано з великими струмами навантаження, що приводить до необхідності використання великої кількості паралельно включених напівпровідникових приладів (наприклад, тиристорів) для комутації таких струмів. Крім того, при великих струмах навантаження трудно виготовити дросель з великою індуктивністю.

Тому ІППН великих потужностей виконують за багатотактним принципом, оснований на паралельному включенні окремих перетворювачів, працюючих на спільне навантаження від спільного джерела постійного струму. Схема такого перетворювача приведена на рис. 5.4. а. Для зменшення пульсацій вихідного струму i_H і напруги u_H а також струму джерела живлення ключі $K_1, K_2, \dots, K_m$ працюють з взаємним фазовим зсувом на кут $2\pi/m$. Кожний перетворювач багатотактної системи навантажується струмом в m раз меншим струму навантаження i_H .

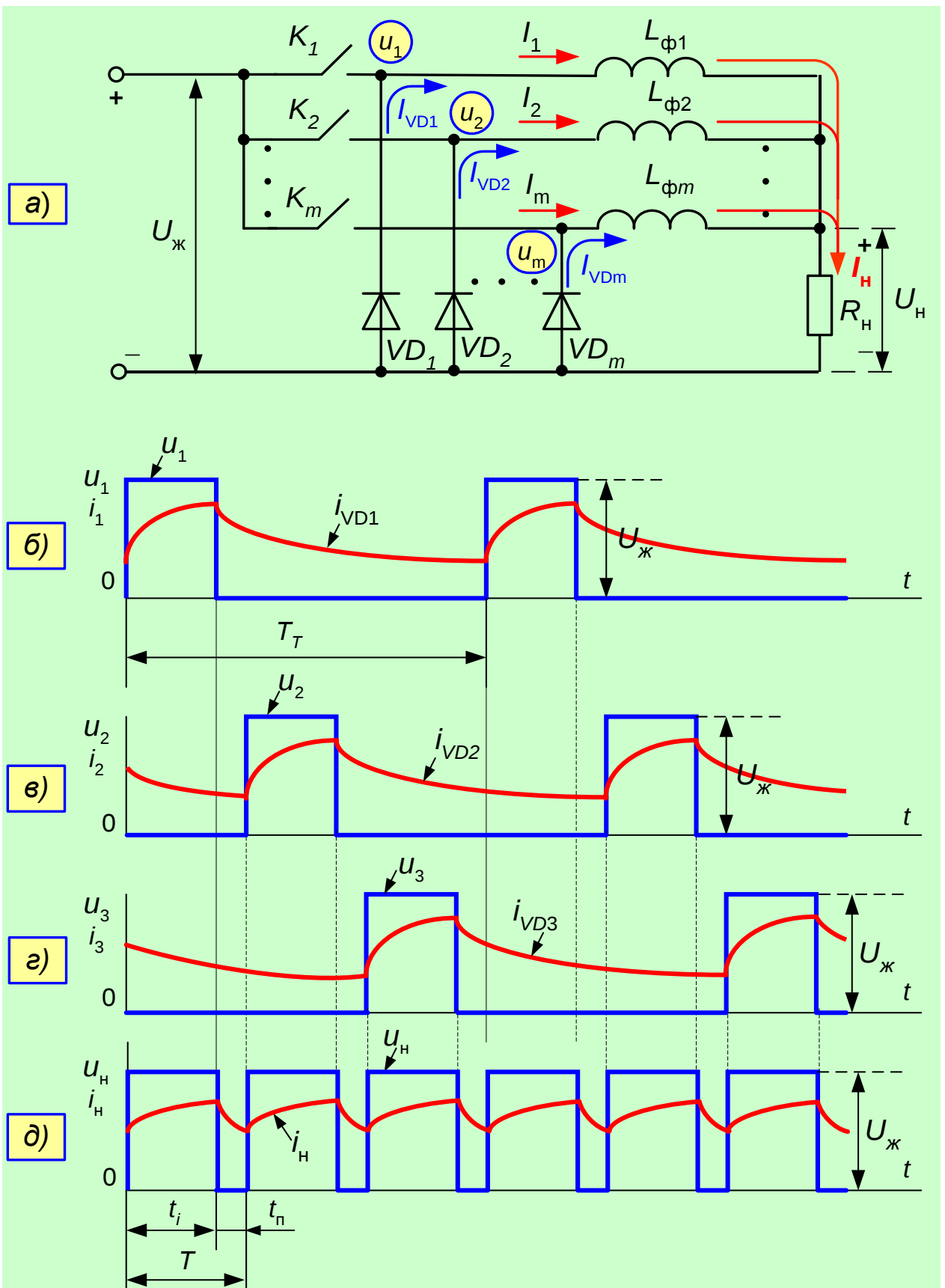


Рис. 5.4. Принцип побудови багатотактних ІППН (а) і часові діаграми, ілюструючі принцип дії трьохтактного перетворювача з почерговою роботою блоків (б, ..., д)

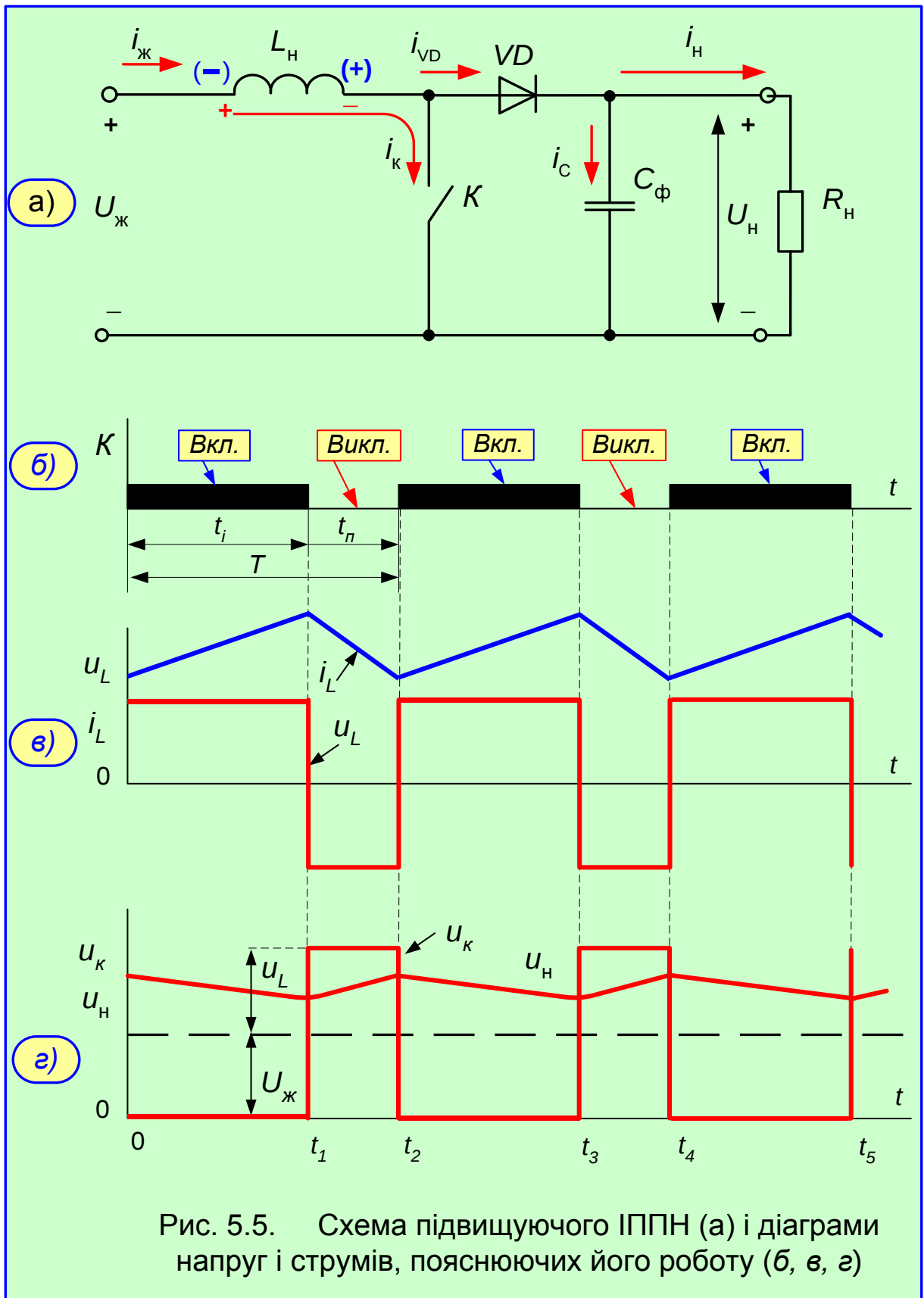
Облегшений режим роботи паралельно включених перетворювачів зумовлюється також меншою в m раз частотою їх перемикання. Багатотактні ІППН можуть працювати в режимі почергової роботи і режимі роботи з перекриттям.

На рис. 5.4, б,...,д приведені часові діаграми, пояснюючі принцип дії трьохтактного перетворювача з почерговою роботою блоків. Періодичність роботи кожного блока характеризується періодом тактів T_T (рис. 5.4, б). Послідовність включення їх ключів зсунута в часі на $T_T/3$. В результаті аналогічний зсув в часі мають напруги u_1, u_2, u_3 і струми i_1, i_2, i_3 (рис.5.4, б,...,г). Через фазові зсуви результуюча напруга на навантаженні (рис. 5.4, д) має частоту вихідних імпульсів в три рази більшу ніж частота окремих перетворювачів. Сумарний струм навантаження $i_n = i_1 + i_2 + i_3$ також краще згладжений, ніж струм окремих перетворювачів.

5.2. Підвищуючі ІППН

Схема підвищуючого перетворювача приведена на рис. 5.5 а, а часові діаграми струмів і напруг для режиму неперервних струмів дроселя - на рис. 5.5, б,...,г. В даній схемі комутуючий ключ K включений паралельно навантаженню.

Розглянемо роботу схеми при умові, що всі вентиля - ідеальні ключі, пульсаціями вихідної напруги перетворювача і його вхідного струму в порівнянні з їх середніми значеннями можна нехтувати. При замиканні ключа K (транзистора) в момент t_1 струм через дросель зростає, накопичуючи енергію в індуктивності. Навантаження R_n при цьому одержує енергію від конденсатора C_ϕ . В момент t_2 ключ (K) розмикається і під дією суми напруг джерела живлення ($U_{ж}$) і ЕРС самоіндукції дроселя через діод VD заряджається конденсатор C_ϕ , а струм, споживаючий від джерела живлення, спадає. В момент t_3 процеси повторюються. В даній схемі за рахунок ЕРС самоіндукції дроселя напруга на навантаженні буде вищою ніж напруга джерела живлення.



Таким чином, на протязі часу t_i струм $I_{\text{ж}}$ протікає через дросель L і замкнутий ключ K . В результаті в дроселі накопичується енергія. Потім, на протязі інтервалу часу $T - t_i$ струм $I_{\text{ж}}$ через діод VD іде на зарядку

конденсатора C_ϕ і через навантаження R_H . Постійна складова струму $i_{\text{ж}}$ не проходить через конденсатор, а тому середнє значення струму в навантаженні дорівнює

$$I_H = I_{\text{ж}} \frac{T - t_i}{T}$$

або

$$I_H = I_{\text{ж}}(1 - \gamma),$$

де $\gamma = t_i/T$ - відносний час включеного стану ключа (коефіцієнт заповнення імпульсів).

Якщо рахувати що вентиля ідеальні (без втрат), то ККД перетворювача дорівнює одиниці. При цьому потужність, що споживається від джерела живлення, дорівнює потужності в навантаженні

$$U_H I_H = U_{\text{ж}} I_{\text{ж}},$$

де I_H - струм навантаження; $I_{\text{ж}}$ - струм джерела живлення.

З одержаних рівнянь знаходимо, що

$$U_H = \frac{1}{1 - \gamma} \cdot U_{\text{ж}} = K_i \cdot U_{\text{ж}},$$

де K_i - коефіцієнт перетворення напруги.

Рівняння регулювальної характеристики у відносних одиницях:

$$K_i = \frac{U_H}{U_{\text{ж}}} = \frac{1}{1 - \gamma}.$$

З останнього виразу виходить, що напруга на навантаженні може досягати безкінечної величини. Однак, якщо враховувати втрати в дроселі, при збільшенні γ неможливо одержати дуже велику напругу. На практиці бажане підвищення напруги в 3... 4 рази.

Регулювальна характеристика приведена на рис. 5.6.

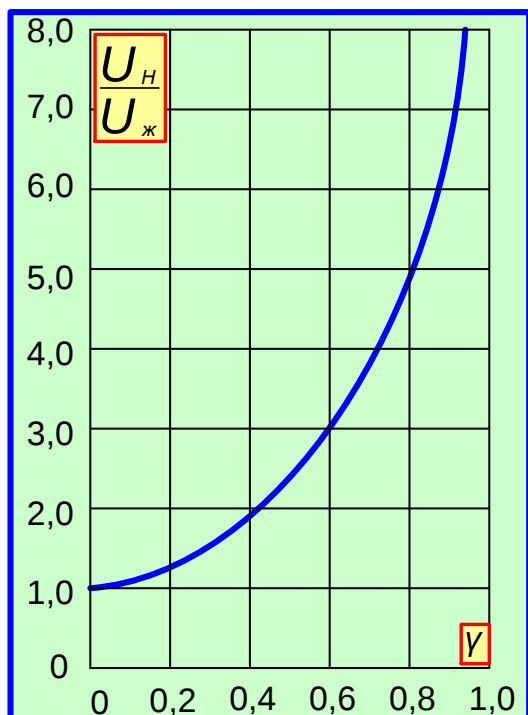


Рис. 5.6. Регулювальна характеристика підвищуючого ІППН

Регулювальна характеристика підвищувального ІППН дуже м'яка. Крім того, у підвищуючих ІППН ККД менший ніж у понижуючих. Він різко спадає з ростом коефіцієнта перетворення напруги K_i .

5.3. Інвертуючі ІППН

Можливості використання імпульсних перетворювачів постійної напруги в постійну значно розширюються, якщо вони будуть забезпечувати регулювання постійної напруги на виході як вище, так і нижче величини напруги живлення.

Схема підвищуючого-понижуючого перетворювача постійної напруги зображена на рис. 5.7. Полярність вихідної

напруги такого перетворювача протилежна полярності вхідної напруги, через що його називають інвертуючим ІППН. На рис. 5.7, б, приведені діаграми напруг на навантаженні u_H і ключі К, струмів: споживаного від джерела живлення $i_{Ж}$, ключа i_K , діода i_{VD} і навантаження i_H .

Розглянемо роботу схеми. В момент t_1 замикається ключ К, струм через індуктивність L зростає. Після розмикання в момент t_2 ключа К струм індуктивності, за рахунок енергії накопиченої на інтервалі t_1-t_2 , буде протікати по колу L, С, VD і підзаряджати конденсатор. Струм через індуктивність на інтервалі t_2-t_3 буде спадати. В момент t_3 замикається ключ К і процеси повторюються.

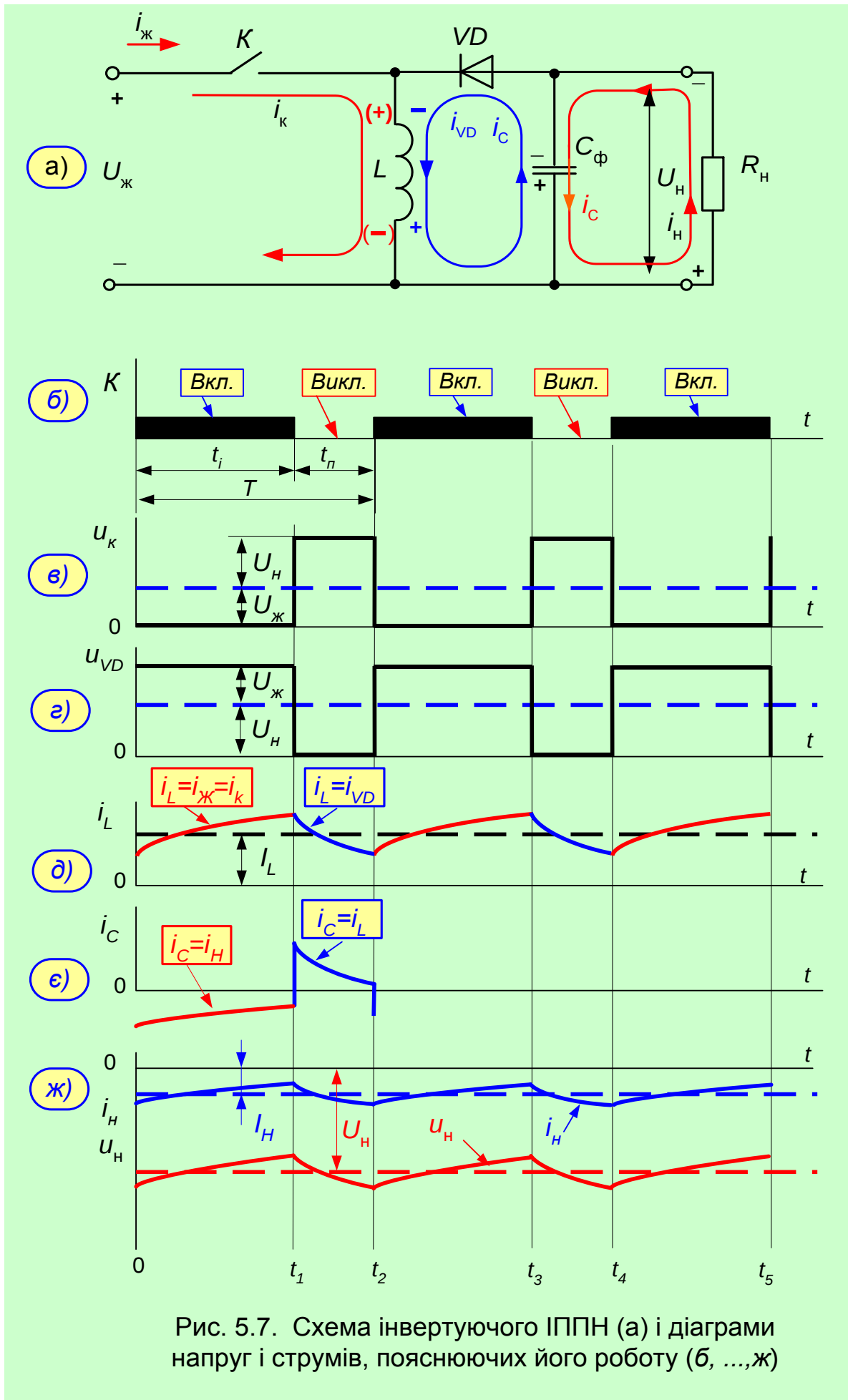


Рис. 5.7. Схема інвертуючого ІППН (а) і діаграми напруг і струмів, пояснючих його роботу (б, ..., ж)

На інтервалах, коли замкнутий ключ K (t_1-t_2 , t_3-t_4 і т. д.) одночасно з накопиченням енергії в дроселі відбувається розряд конденсатора через опір навантаження.

Рівняння регулювальної характеристики у відносних одиницях

$$K_i = \frac{U_H}{U_{ж}} = \frac{\gamma}{1-\gamma},$$

де γ - відносний час замкненого ключа.

З останнього виразу видно, що в такій схемі можливо регулювати напругу на навантаженні як в сторону зменшення, так і в сторону збільшення по відношенню до $U_{ж}$. При $\gamma \leq 0,5$ $U_H \leq U_{ж}$, а при $\gamma > 0,5$ $U_H > U_{ж}$.



З приведенного виразу видно, що можливо одержати $U_H = \infty$, якщо $\gamma = 1$. Однак, через збільшення втрат в дроселі ($r_L \neq 0$), одержати на навантаженні велику напругу неможливо. Практично можна отримати максимальне значення $K_i = 2 \dots 3$. Регулювальна характеристика інвертуючого ІППН приведена на рис. 5.8.

Схема інвертуючого ІППН має м'яку зовнішню характеристику і низький ККД, який різко падає при збільшенні коефіцієнта перетворення напруги K_i .

Переваги і недоліки імпульсних перетворювачів напруги:

Імпульсні перетворювачі мають наступні переваги:

- високий ККД, тому що втрати потужності на регулюючому елементі перетворювача незначні в порівнянні з втратами потужності при неперервному регулюванні;

- малу чутливість до зміни температури навколишнього середовища, оскільки регулюючим фактором є час провідності вентиля, а не внутрішній опір регулюючого елемента;
- малі габарити і масу;
- постійна готовність до роботи.

До недоліків імпульсних перетворювачів можна віднести:

- імпульсний режим роботи регулюючого елемента приводить до необхідності встановлювати вхідні і вихідні фільтри, що збільшує інерційність процесу регулювання в замкнутих системах;
- великі швидкості включення і виключення струму в силовому колі ШІП приводить до появи радіозавад.

5.4. Реверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги

Реверсивний ІППН дозволяє здійснити безконтактне регулювання і реверсування струму навантаження.

Такий ІППН зазвичай виконують за мостовою схемою (рис. 5.9, а).

Реверсивні імпульсні перетворювачі дозволяють разом з регулюванням середнього значення напруги на навантаженні також безконтактно змінювати полярність вихідної напруги.

В реверсивному ІППН можливі три способи керування транзисторами:

- симетричне керування;
- несиметричне керування;
- почергове керування.

5.4.1. Реверсивний імпульсний перетворювач постійної напруги з симетричним керуванням

При **симетричному керуванні** транзистори в схемі відкриваються попарно vT_1 і vT_2 або vT_3 і vT_4 . Коли відкриті транзистори vT_1 і vT_2 (інтервал $t_0 < t < t_1$), від джерела живлення споживається енергія (рис. 5.9). При замиранні транзисторів vT_1, vT_2 і відмиранні транзисторів vT_3, vT_4 (момент $t = t_1$) напруга на навантаженні змінює полярність (показано в дужках), а струм навантаження за рахунок ЕРС самоіндукції (навантаження активно-індуктивне) зберігає свій попередній напрям, замикаючись через діоди vD_3, vD_4 і джерело живлення $U_{ж}$. Напруга на навантаженні має вигляд двополярної кривої (рис. 5.9, з).

Середнє значення такої напруги на навантаженні знаходиться з співвідношення:

$$U_H = \frac{t_{i1} - t_{i2}}{T} U_{ж} ,$$

де t_{i1} - інтервал провідності транзисторів vT_1 і vT_2 (довжина імпульсів додатної полярності); t_{i2} - інтервал провідності транзисторів vT_3 і vT_4 (довжина імпульсів від'ємної полярності).

При $t_{i1} > t_{i2}$ напруга на навантаженні має додатну полярність $U_H > 0$, при $t_{i1} = t_{i2}$ напруга на навантаженні $U_H = 0$, при $t_{i1} < t_{i2}$ напруга на навантаженні буде від'ємною $U_H < 0$. Найбільшою напруга на навантаженні буде дорівнювати $\pm U_{ж}$, якщо t_{i1} або t_{i2} дорівнюють нулю.

Недоліком ШІП з симетричним керуванням є зміна знаку напруги на навантаженні, що приводить до збільшення коефіцієнта пульсації вихідної напруги. Це потребує великої індуктивності згладжувального фільтра. Тому

схема реверсивного ШП з симетричним керуванням застосовуються в малопотужних системах.

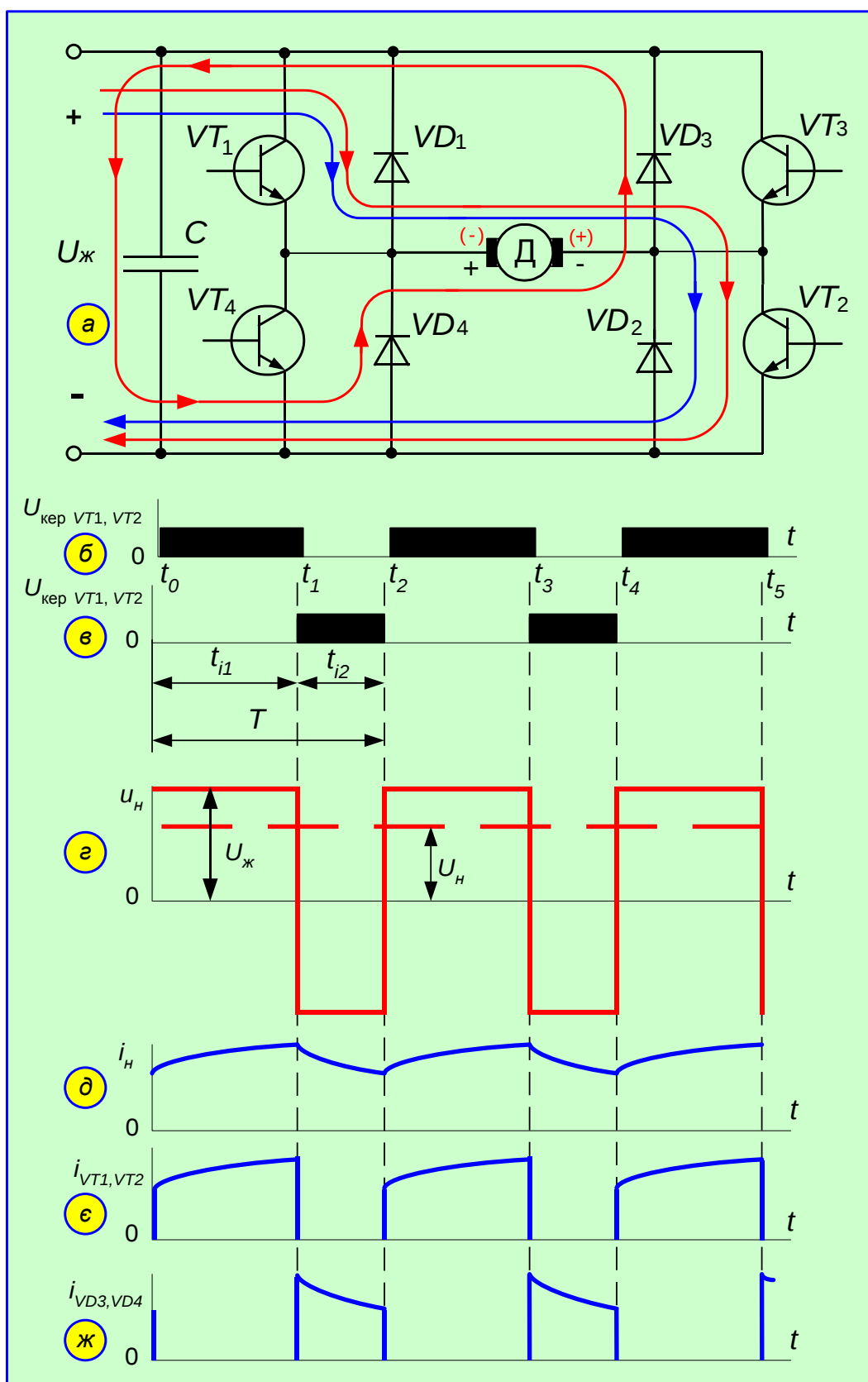


Рис.5.9

5.4.2. Реверсивний широтно-імпульсний перетворювач (ШІП) постійної напруги з несиметричним керуванням

При несиметричному керуванні транзистори однієї стійки моста vT_1 і vT_4 (або vT_2 і vT_3 при реверсі вихідної напруги) відкриваються в протифазі, а транзистори другої стійки - один (vT_2) весь час відкритий , а інший (vT_3) - закритий (рис. 5.10, а, б, в, г). На навантаженні формується напруга, що має форму постійних за знаком імпульсів. Якщо навантаження ШІП активно-індуктивне, то на інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ (рис. 5.10, є) струм споживається від джерела живлення і протікає через транзистори vT_1 і vT_2 . Коли транзистор vT_1 закривається (момент часу t_1), то струм навантаження i_n протікає через відкритий транзистор vT_2 і зворотний діод vD_4 (інтервал $t_1 \leq t \leq T$).

Якщо навантаженням є двигун постійного струму, то при $U_{ж\gamma} > U_n$ енергія споживається від джерела живлення. Струм навантаження при цьому на інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ протікає через транзистори vT_1 і vT_2 , а на інтервалі $t_1 \leq t \leq T$ – через транзистор vT_2 і зворотний діод vD_4 (рис. 5.10, є). Якщо при тому ж значенні γ швидкість двигуна зміниться і U_n стане більшою ніж $U_{ж\gamma}$ (момент t_2 на рис. 5.10, ж), то напрям струму навантаження зміниться. При цьому, коли відкритий транзистор vT_4 , під дією проти-ЕРС в індуктивності якоря накопичується енергія (інтервал $t_2 - T$), а при запиранні транзистора vT_4 енергія через зворотні діоди vD_1 і vD_2 віддається в джерело живлення (інтервали $0-t_0$, $T - t_3$).

При $U_{ж\gamma} \approx U_n$ в схемі можливий режим змінних струмів навантаження: на інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ струм протікає через зворотні діоди vD_1 і vD_2 ; на інтервалі $t_0 \leq t \leq t_1$ – через транзистори vT_1 і vT_2 ; на інтервалі $t_1 \leq t \leq t_2$ – через транзистор vT_2 і зворотний діод vD_4 ; на інтервалі $t_2 \leq t \leq T$ – через транзистор vT_4 і зворотний діод vD_2 .

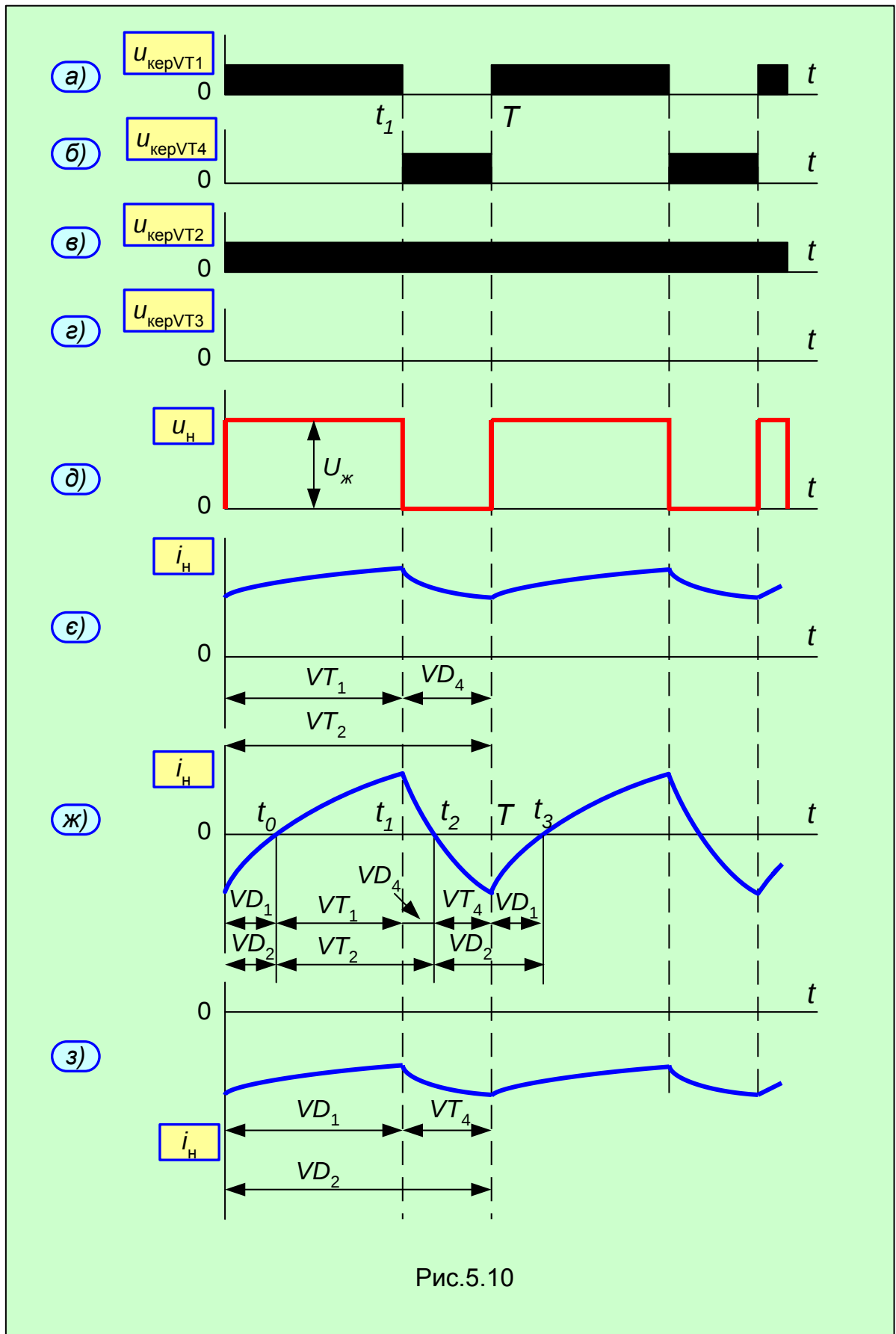


Рис.5.10

З часових діаграм на рис. 5.10 видно, що при навантаженні з проти-ЕРС

в режимі споживання найбільш завантаженими є керуючі транзистори, а в режимі рекуперації - діоди.

Середнє значення струму навантаження:

$$I_H = I_{\text{сер}VT} + I_{\text{сер}VD}$$

Амплітуда пульсацій струму в навантаженні:

$$\Delta I_{\text{max}} = I_{\text{max}} - I_{\text{min}}$$

Амплітуда пульсацій буде максимальною при $\gamma = 0,5$

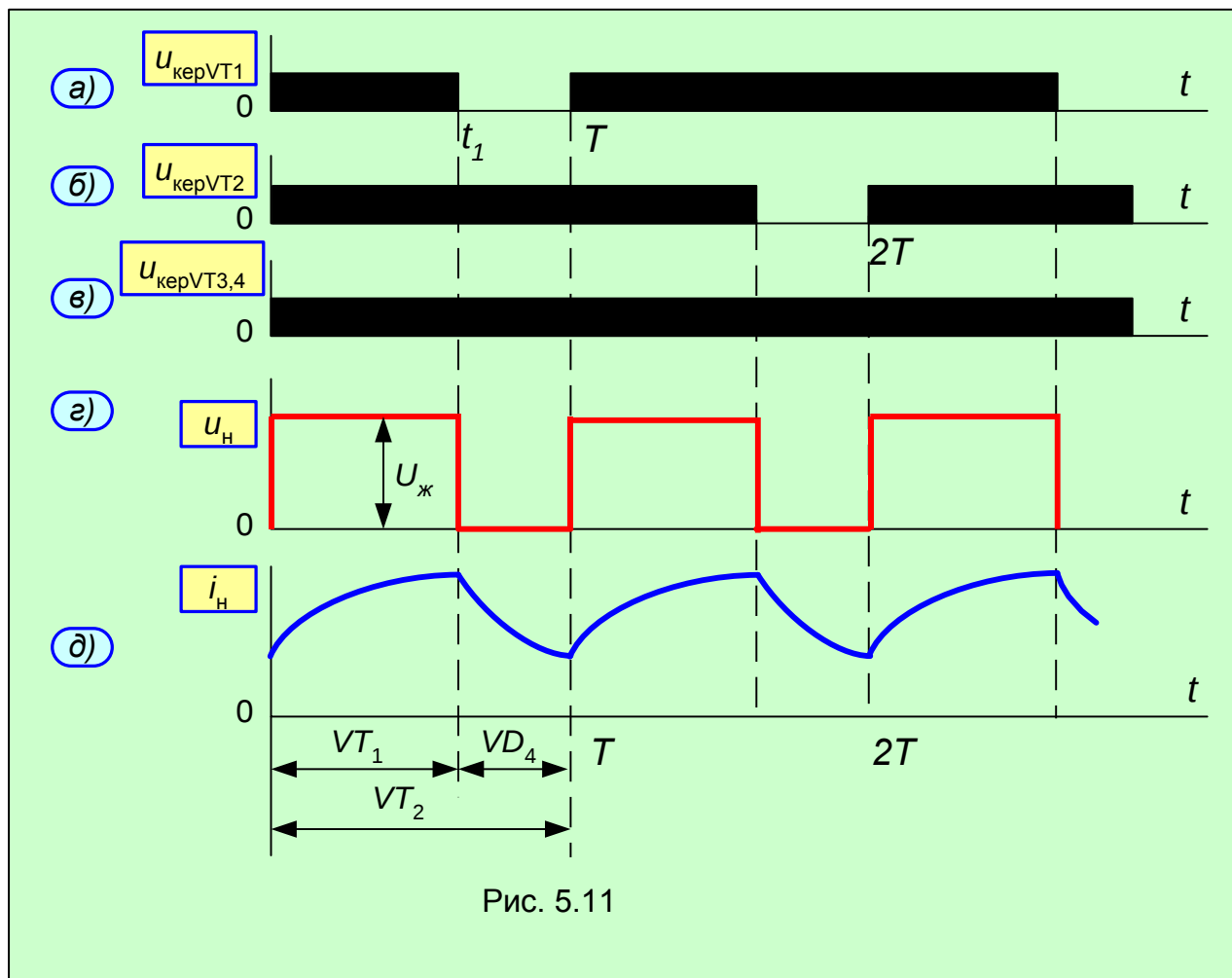
Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги визначається виразом:

$$K_{\text{п}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{ж}}}.$$

При несиметричному керуванні коефіцієнт пульсацій вихідної напруги в два рази менше, ніж при симетричному керуванні.

5.4.3. Реверсивний широтно-імпульсний перетворювач (ШІП) постійної напруги з почерговим керуванням

При почерговому керуванні частота перемикання кожного із комутуючих транзисторів вдвоє менше, ніж частота вихідної напруги. При одній полярності вихідної напруги на навантаженні відкриваються одночасно з частотою вихідної напруги транзистори νT_1 і νT_2 (транзистори νT_3 і νT_4 при цьому весь час закриті), а закриваються ці транзистори неодноразово (почергово) з частотою вдвоє меншою, ніж частота вихідної напруги. При зворотній полярності вихідної напруги комутуються транзистори νT_3 і νT_4 , а транзистори νT_1 і νT_2 постійно закриті. При такому законі керування вихідна напруга має форму однакових за знаком імпульсів (рис. 5.11).



При запиранні транзистора VT_1 (момент часу t_1) струм навантаження під дією ЕРС самоіндукції замикається через транзистор VT_2 і зворотний діод VD_4 . При цьому навантаження виявляється замкненим через VT_2 і VD_4 і вихідна напруга дорівнює нулю (інтервалі $t_1 \div T$).

При почерговому керуванні транзисторами зворотні діоди VD_1 і VD_3 в схемі рис. 5.9, а можуть бути відсутні.

Із розгляду способів керування транзисторами реверсивного ШІП видно, що при симетричному і несиметричному керуванні відбувається двосторонній обмін енергією між джерелом живлення і навантаженням, а при почерговому керуванні – цього не відбувається.

Запитання для самоконтролю

1. Пояснити сутність формування постійної напруги імпульсним методом.
2. Пояснити сутність широтно-імпульсного і частотно-імпульсного способів регулювання постійної напруги.
3. Навести схему і пояснити роботу понижувального імпульсного перетворювача постійної напруги (ІППН).
4. Навести схему і пояснити роботу підвищуючого ІППН. Показати його регулювальну характеристику.
5. Навести схему і пояснити роботу інвертуючого ІППН.
6. Навести основні переваги і недоліки ІППН.
7. Навести схему і пояснити роботу реверсивного ІППН з симетричним керуванням.
8. Навести схему і пояснити роботу реверсивного ІППН з несиметричним керуванням.
9. Навести схему і пояснити роботу реверсивного ІППН з почерговим керуванням.

Розділ 6. Автономні інвертори

Автономними інверторами називаються пристрої, які перетворюють постійний струм у змінний з незмінною або регульованою частотою і працюють на автономне навантаження.

За числом фаз вихідної напруги автономні інвертори поділяються на однофазні і трифазні.

В залежності від характеру протікання електромагнітних процесів автономні інвертори поділяються на три типа: інвертори напруги (AИН), інвертори струму (AIC) і резонансні інвертори (AIP).

AИН працюють у режимі джерела напруги і виробляють на навантаженні напругу близьку за формою до прямокутної. При цьому форма напруги не залежить від характеру навантаження, а форма струму повністю визначається характером навантаження.

В інверторах напруги джерело живлення працює в режимі генератора напруги, який має малий внутрішній опір. У разі живлення від джерела з великим внутрішнім опором на вході інвертора напруги включають конденсатор з великою ємністю.

В AIC джерело живлення працює в режимі джерела струму. Такий режим забезпечується включенням в коло джерела живлення дроселя з великою індуктивністю. На виході AIC струм прямокутної форми, а крива напруги визначається характером навантаження.

В резонансних інверторах характер протікаючих процесів зумовлюються коливальним процесом перезаряду конденсатора в колі джерела живлення і індуктивності, яка присутня (або спеціально введена) у складі навантаження. Джерела живлення резонансних автономних інверторів можуть бути як джерелами струму, так і джерелами напруги.

Основні області використання автономних інверторів наступні:

- живлення споживачів змінного струму (AІН, AІС) в пристроях, де єдиним джерело енергії є акумуляторна батарея (наприклад, бортові вторинні джерела живлення), а також резервне живлення відповідальних споживачів при можливому відмиканні мережі змінного струму (електрозв'язок, комп'ютерна техніка);
- електротранспорт (AІН, AІС), який живиться від контактної мережі або іншого джерела постійного струму, де в якості тягових електродвигунів бажано мати прості, надійні і дешеві асинхронні двигуни;
- електропривід з асинхронними і синхронними двигунами (AІН, AІС), де інвертор служить джерелом змінної напруги і частоти;
- перетворювачі постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини (AІН, AІС, AІР);
- пристрої для отримання змінного струму (AІН, AІС, AІР) потрібної частоти від джерел прямого перетворення енергії (термо- і фотоелектричні генератори, паливні елементи, МГД- генератори), виробляючи енергію на постійному струмі;
- електротермія (AІС, AІР), де автономні інвертори служать джерелами високої частоти для плавки, нагріву і закалювання металевих виробів).

6.1. Автономні інвертори напруги

6.1.1. Однофазний мостовий інвертор напруги на транзисторах

Принципова схема мостового інвертора напруги показана на рис. 6.1.

Навантаження (зазвичай активно-індуктивного характеру) включається в діагональ моста, утвореного транзисторами $VT_1 - VT_4$ і зворотно включеними діодами $VD_1 - VD_4$. Діоди призначені для пропускання струму при активно-індуктивному навантаженні на інтервалах часу, коли струм змінює напрям на протилежний відносно струму транзисторів, тобто для передачі енергії

з кола навантаження в коло джерела живлення.

Формування кривої вихідної напруги характеризується процесами в

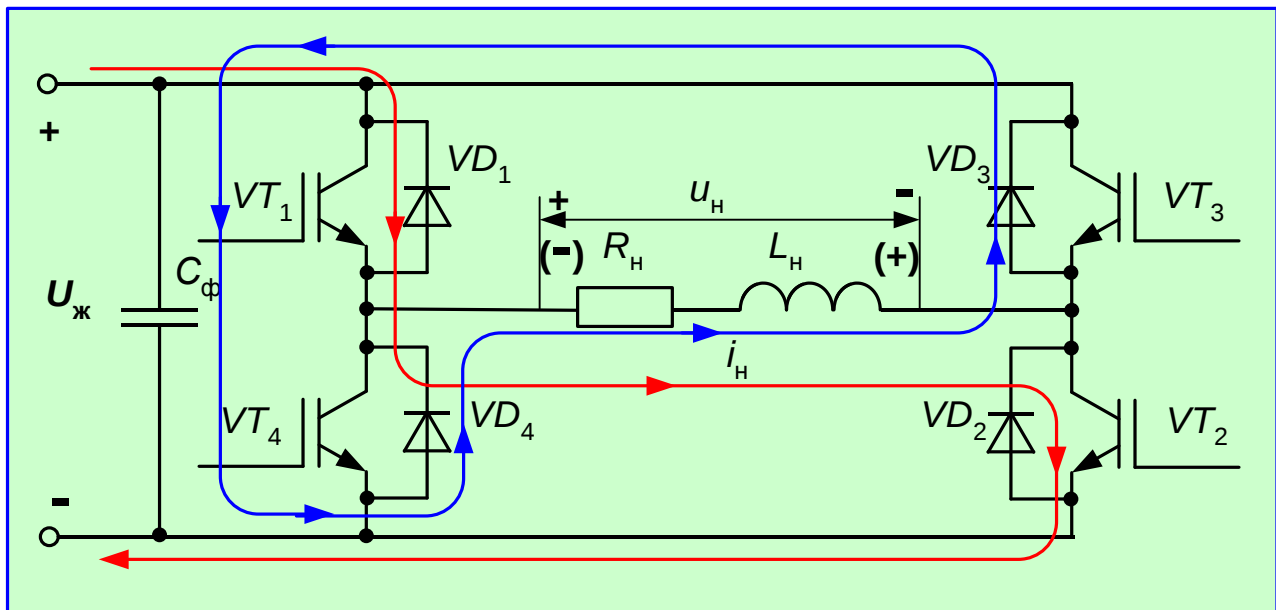


Рис.6.1

головних колах інвертора (з транзисторами $VT_1 - VT_4$, діодами $VD_1 - VD_4$ і навантаженням) при задані відповідних інтервалів провідності транзисторів. Для простоти способи формування розглядаються без врахування процесів, що протікають в допоміжних колах комутації (якщо керовані ключі виконані на одноопераційних тиристорах). Такий підхід дозволяє відобразити суть процесів формування вихідної напруги, загальних як для транзисторних інверторів, так і для інверторів на тиристорах.

В мостовій схемі можливі декілька варіантів алгоритмів керування силовими ключами:

- 1) подіагональний;
- 2) з широтно-імпульсним регулюванням (із своїми варіантами);
- 3) з широтно-імпульсною модуляцією;
- 4) з частотно-імпульсним регулюванням.

При розгляді роботи схем інверторів напруги будемо рахувати, що вентиля являються ідеальними ключами: час переключення вентилів дорівнює нулю; внутрішній опір джерела живлення дорівнює нулю.

6.1.1.1. Подіагональне керування силовими ключами

Розглянемо формування кривої вихідної напруги інвертора з активно-індуктивним навантаженням при куті провідності транзисторів $\lambda = \pi$ (рис.6.2).

Формування кривої u_n (рис. 6.2, в) відбувається почерговим відкриттям навхрест розміщених транзисторів VT_1, VT_2 і VT_3, VT_4 (рис. 6.1). В усталеному режимі при активно-індуктивному навантаженні крива струму i_n симетрична і складається з відрізків експонент з сталою часу $\tau = L_n/R_n$.

На інтервалі $\vartheta_0 - \vartheta_1$ проводять струм транзистори VT_1, VT_2 . Напруга на навантаженні має полярність показану на рис. 6.1 без дужок і дорівнює $U_{ж}$. В момент часу ϑ_1 транзистори VT_1, VT_2 запираються, а транзистори VT_3, VT_4 відпираються. За рахунок індуктивності в колі навантаження струм i_n під дією ЕРС самоіндукції зберігає попередній напрям (інтервал $\vartheta_1 - \vartheta_2$) і протікає через діоди VD_3, VD_4 . Відпирання діодів VD_3, VD_4 приводить до зміни полярності напруги на навантаженні (показана в дужках на рис. 6.1). Енергія, накопичена в індуктивності L_n на інтервалі $\vartheta_0 - \vartheta_1$, на інтервалі $\vartheta_1 - \vartheta_2$ віддається в коло джерела живлення і навантаження. Таким чином, зворотні діоди забезпечують протікання реактивного струму навантаження після переключення транзисторів.

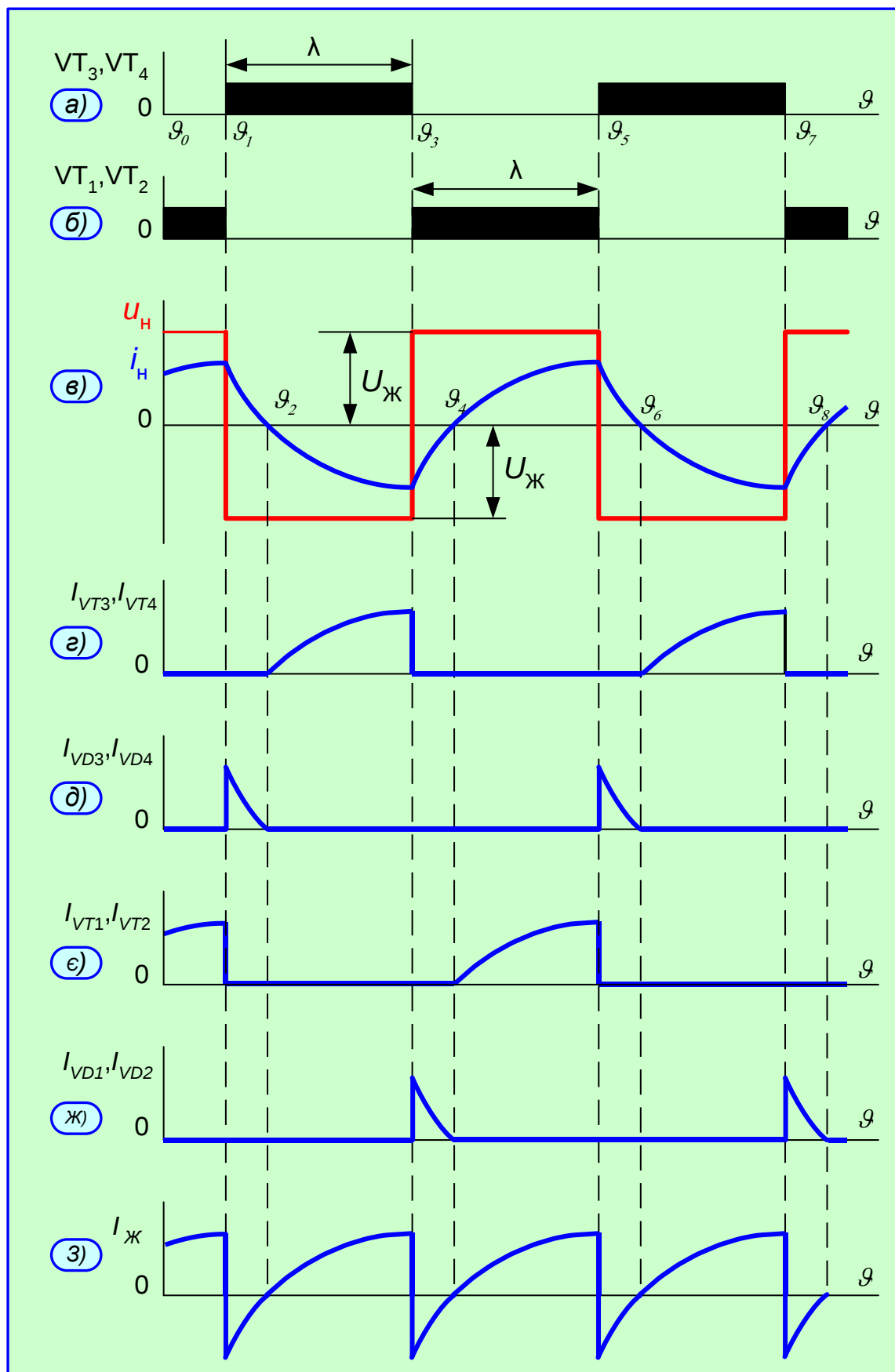


Рис. 6.2

В момент часу ϑ_2 струм i_n стає рівним нулю і діоди VD_3, VD_4 переводяться в непровідний стан (рис. 6.2, в, д). Оскільки на базах транзисторів VT_3, VT_4 відпираючі імпульси підтримуються на протязі інтервалу $\lambda = \pi$, то вони з моменту ϑ_3 підключають навантаження до джерела живлення і струм в навантаженні змінює напрям. На інтервалі $\vartheta_2 - \vartheta_3$ знаки напруги і струму співпадають, що означає споживання навантаженням енергії від джерела живлення.

В момент часу ϑ_3 відбувається чергове відпирання транзисторів VT_1, VT_2 і запирання транзисторів VT_3, VT_4 і процеси відбуваються аналогічно розглянутим. На інтервалі $\vartheta_3 - \vartheta_4$ струм активно-індуктивного навантаження проводять діоди VD_1, VD_2 , а на інтервалі $\vartheta_4 - \vartheta_5$ - транзистори VT_1, VT_2 . В подальшому процеси в схемі повторюються. Криві струмів через транзистори і діоди показані на рис. 6. 2, а - ж. Струм джерела живлення при активно-індуктивному навантаженні $i_{ж}$ показаний на рис. 6.2, з.

Гармонічний склад кривої вихідної напруги (рис. 6.2, в) розглянутої схеми автономного інвертора напруги одержимо, якщо розкладемо її в ряд Фур'є:

$$U_n(\omega t) = \frac{4U_{ж}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{m} \sin m\omega t \right). \quad (6.1)$$

Її перша гармоніка $U_{n(1)}(\omega t) = \frac{U_{ж}}{\pi} \sin \omega t$ має амплітуду

$$U_{nm(1)}(\omega t) = \frac{4}{\pi} U_{ж} = 1,27 U_{ж} \text{ і діюче значення } U_{n(1)} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{ж} = 0,9 U_{ж}.$$

З виразу (6.1) випливає, що 3-я гармоніка складає 33,3%, 5-а -20%, 7-а - 14,3%, 9-а - 0,14% від першої гармоніки. Для виділення на навантаженні першої гармоніки вихідна напруга інвертора фільтрується встановленим між інвертором і навантаженням фільтром.

При розглянутому способі формування кривої вихідної напруги регулювання її величини можливе лише шляхом зміни напруги джерела живлення $U_{ж}$.

6.1.1.2. Широтно-імпульсне формування і регулювання вихідної напруги АІН

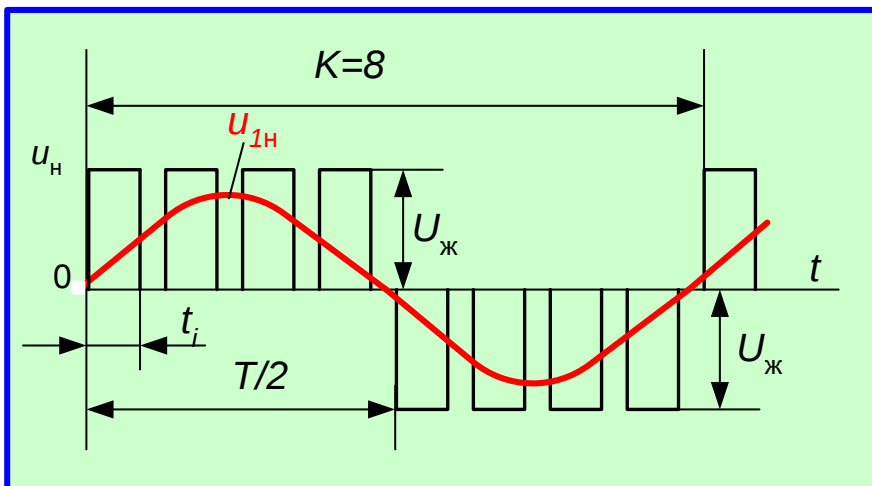


Рис. 6.3

При широтно-імпульсному формуванні і регулюванню крива вихідної напруги складається за період з K імпульсів довжиною t_i . На рис. 6.3 $K=8$. Регулювання вихідної напруги і діючого

значення її першої гармоніки відбувається за рахунок зміни довжини імпульсів.

Розглянемо роботу схеми зображеної на рис. 6.1 при $K=2$.

В залежності від способу керування транзисторами може бути два способи широтно-імпульсного регулювання (ШІР) вихідної напруги інвертора:

1. ШІР з залежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруги;
2. ШІР з незалежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруги.

6.1.1.3. ШІР з залежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруги

В даному випадку широтно-імпульсне регулювання відбувається за рахунок зміни часу відкритого стану транзисторів λ від 0 до 180° . Процеси, що відбуваються в схемі інвертора напруги (рис. 6.1) при такому режимі керування, пояснюються часовими діаграмами на рис. 6.4.

Особливістю роботи схеми полягає в появі інтервалів $\beta = \omega T - \lambda$, на протязі яких всі транзистори закриті. На інтервалах провідності транзисторів λ процеси в схемі протікають як і у попередньо розглянутій схемі. На інтервалах β процеси в схемі залежать від параметрів навантаження.

Розглянемо процеси, що протікають в інверторі, починаючи з моменту ϑ_3 . На інтервалі $\vartheta_2 - \vartheta_3$ були відкриті транзистори $\nu T_1, \nu T_2$.

Контур протікання струму на цьому інтервалі показаний на рис. 6.1 червоним кольором. Після закінчення вказаного інтервалу всі транзистори перебувають в закритому стані. Через накопичення в індуктивності навантаження енергії струм навантаження i_n буде протікати через діоди VD_3, VD_4 . В результаті відпирання цих діодів з моменту часу ϑ_3 до навантаження прикладається напруга $U_{\text{ж}}$ протилежної полярності (рис. 6.4, в). Енергія, накопичена в індуктивності, передається в джерело живлення і навантаження R_n , а струм i_n зменшується за експоненціальним законом (рис. 6.4, г). В момент часу ϑ_4 струм i_n спадає до нуля, діоди VD_3, VD_4 запираються (рис. 6.4, ж) і напруга $u_n = 0$.

Пауза в кривій напруги u_n продовжується до моменту часу відпирання транзисторів $\nu T_3, \nu T_4$ (ϑ_5). З моменту часу ϑ_5 процеси в схемі зумовлені прикладанням до навантаження напруги з полярністю, показаною на рис. 6.1 в дужках, і зростанням за експоненціальним законом струму навантаження (рис. 6.4, в, г).

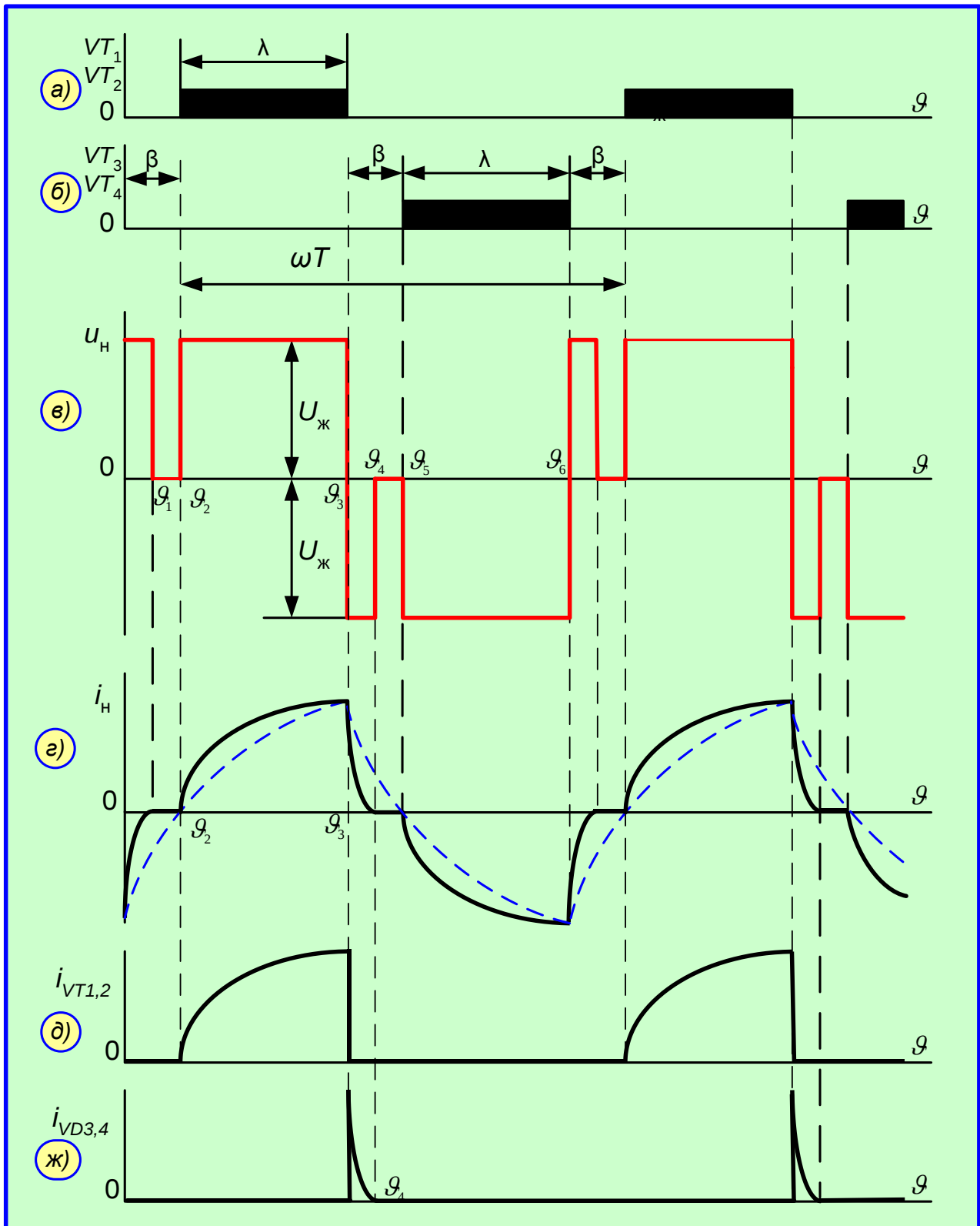


Рис. 6.4

Аналогічно процеси в схемі протікають після запирання транзисторів VT_3, VT_4 (момент ϑ_6). Внаслідок провідності зворотних діодів (при запертих транзисторах) на інтервалах β на навантаженні виникають додаткові імпульси (рис. 6.4, в), що приводить до небажаного збільшення діючого значення

вихідної напруги інвертора. Потрібна на інтервалах β пауза у вихідній напрузі займає лише незначну частину.

Небажаність цього явища ускладнюється тим, що довжина додаткових імпульсів залежить від сталої часу $\tau = L_n / R_n$. При зміні параметрів навантаження (L_n , R_n) довжина цих імпульсів також буде змінюватись, що робить залежність вихідної напруги (діючого значення всієї напруги або її першої гармоніки) інвертора від параметрів навантаження. Якщо зі збільшенням сталої часу τ струм i_n не встигає зменшитись в межах інтервалу β до нуля (пунктирна крива на рис. 6.4, а), то додаткові імпульси повністю займають інтервали β і паузи в кривій u_n зникають. Форма кривої вихідної напруги $u_n(t)$ у даному випадку буде такою ж, як у нерегульованого інвертора (див. рис. 6.2, в). Збільшення кута λ (зменшення кута β) при цьому не приводить до регулювання напруги і струму навантаження.

6.1.1.4. ШІР з незалежною від параметрів навантаження формою кривої вихідної напруги

Незалежність від параметрів навантаження форми кривої вихідної напруги і збереження в ній потрібної при регулюванні паузи β досягається, якщо на інтервалах β забезпечити одночасну провідність двох транзисторів, об'єднаних колекторами (VT_1 , VT_3) або емітерами (VT_2 , VT_4). В даному разі на інтервалах β навантаження замикається накоротко через шини «+» або «-» джерела живлення і напруга на навантаженні дорівнює нулю.

Часові діаграми з таким алгоритмом керування транзисторами при $K=2$ приведені на рис. 6. 5. Кожний транзистор перебуває у провідному стані

$\lambda = 180^\circ$. Транзистори VT_1 , VT_4 і VT_2 , VT_3 переключаються з такою ж послідовністю, як і в нерегульованому інверторі (див. рис. 6.1): відкритому стану транзистора VT_1 (VT_3) відповідає закритий стан транзистора VT_4 (VT_2).

Відмінність полягає в утворенні фазового зсуву на кут α в послідовності

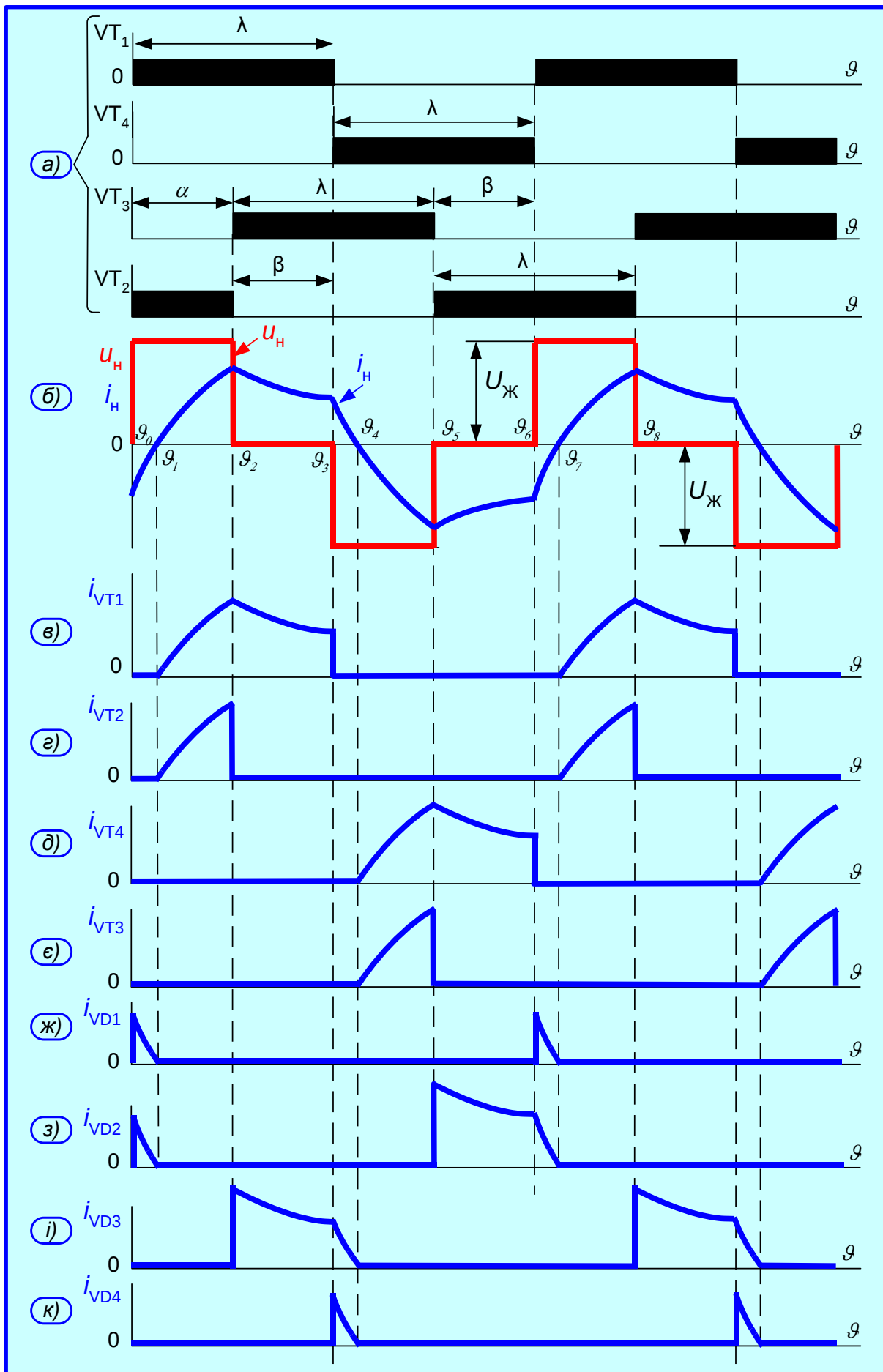


Рис. 6.5

переключення транзисторів VT_1 і VT_3 , VT_4 і VT_2 (рис. 6.5, а). В результаті цього на інтервалах $\beta = \lambda - \alpha$ відбувається одночасна провідність транзисторів

VT_1 і VT_3 (інтервал $\vartheta_2 - \vartheta_3$) або транзисторів VT_4 і VT_2 (інтервал $\vartheta_5 - \vartheta_6$).

Таким чином інтервали β зумовлюють нульові паузи в кривій вихідної напруги. Інтервали α характеризуються відкритим станом однієї з пар навхрест лежачих транзисторів і визначають довжину імпульсів в кривій вихідної напруги.

Характер процесів, що відбуваються в інверторі, відрізняються від розглянутих раніше режимів тільки на інтервалах β . На цих інтервалах відбувається замикання струму активно-індуктивного навантаження через відкритий транзистор і діод, які підключені до спільної шини і створюють для навантаження короткозамкнутий контур. Так, на інтервалі $\vartheta_2 - \vartheta_3$ струм проводять транзистор VT_1 і діод VD_3 , а на інтервалі $\vartheta_5 - \vartheta_6$ - транзистор VT_4 і діод VD_2 . Криві струмів транзисторів і діодів показані на рис. 6.5, в, ..., к.

При розглянутому алгоритмі роботи транзисторів АІН має можливість регулювати вихідну напругу в межах від нуля до максимальної величини за рахунок зміни кута α від 0 до 180° .

6.1.1.5. Мостовий інвертор напруги на тиристорах

Принципова схема мостового інвертора напруги на тиристорах показана на рис. 6.6, а, а часові діаграми його роботи на рис. 6.7.

Можна використовувати узгоджувальний трансформатор (рис. 6.6, б).

З наведеної конфігурації тиристори керуються по діагоналі (рис. 6.7, а). Система керування (не показана) виробляє імпульси для тиристорів VS_1 , VS_4 на інтервалі першого півперіоду та для тиристорів VS_2 , VS_3 на інтервалі другого півперіоду.

Час комутаційних інтервалів на рис. 6.7 показано дещо розтягнутим у масштабі з метою пояснення роботи інвертора саме на комутаційних інтервалах.

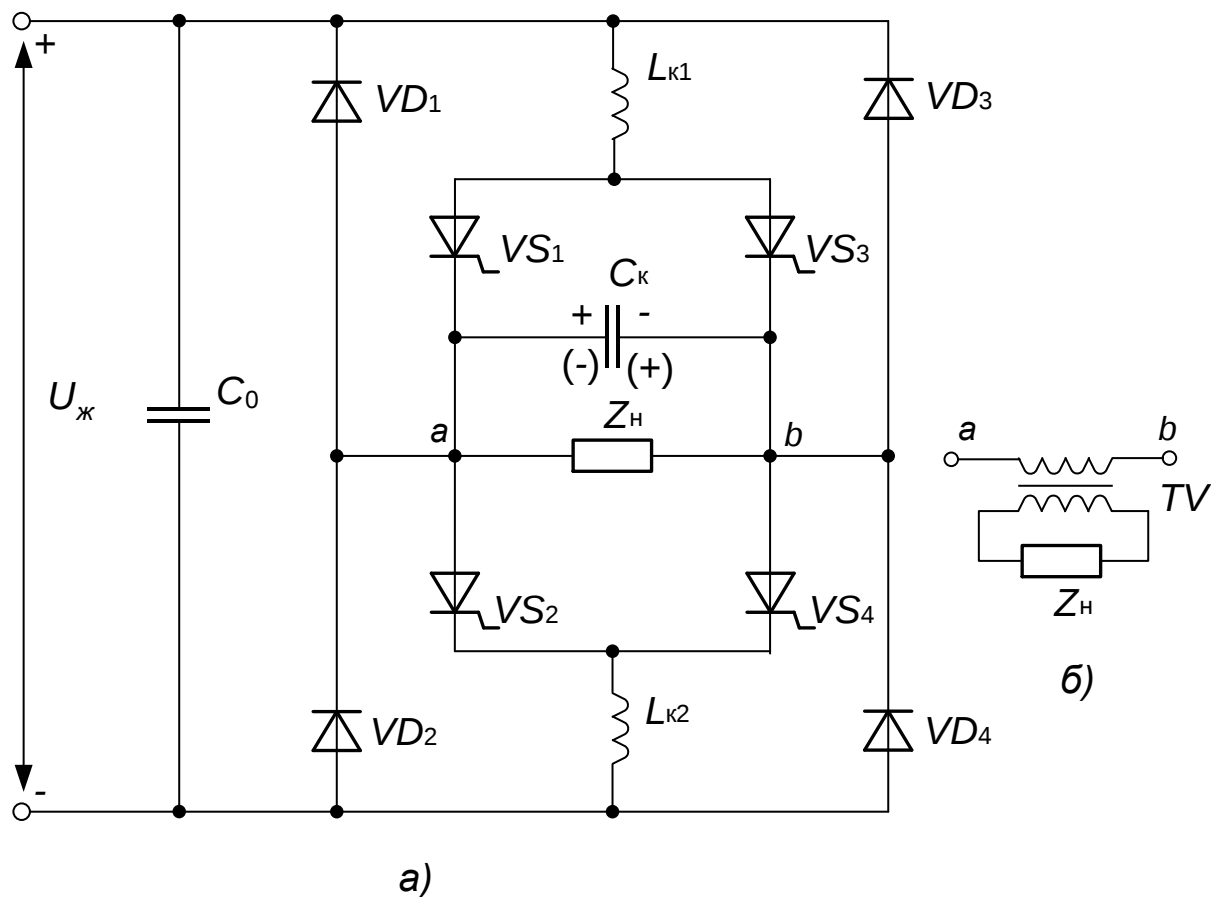


Рис. 6.6

Елементи схеми мають наступне призначення:

L_{K1} , L_{K2} - комутуючі дроселі. Вони призначені для обмеження граничної швидкості наростання анодного струму тиристорів під час перезаряду комутуючого конденсатора C_K .

Величина комутуючої ємності C_K вибирається з умови компенсації до нульового рівня струму тиристорів, який визначається величиною струму навантаження.

Тиристори $VS_1 \div VS_4$ призначені для інвертування полярності напруги на навантаженні.

Зворотні діоди $VD_1 \div VD_4$ забезпечують енергообмін між навантаженням і джерелом живлення до якого входить конденсатор C_0 .

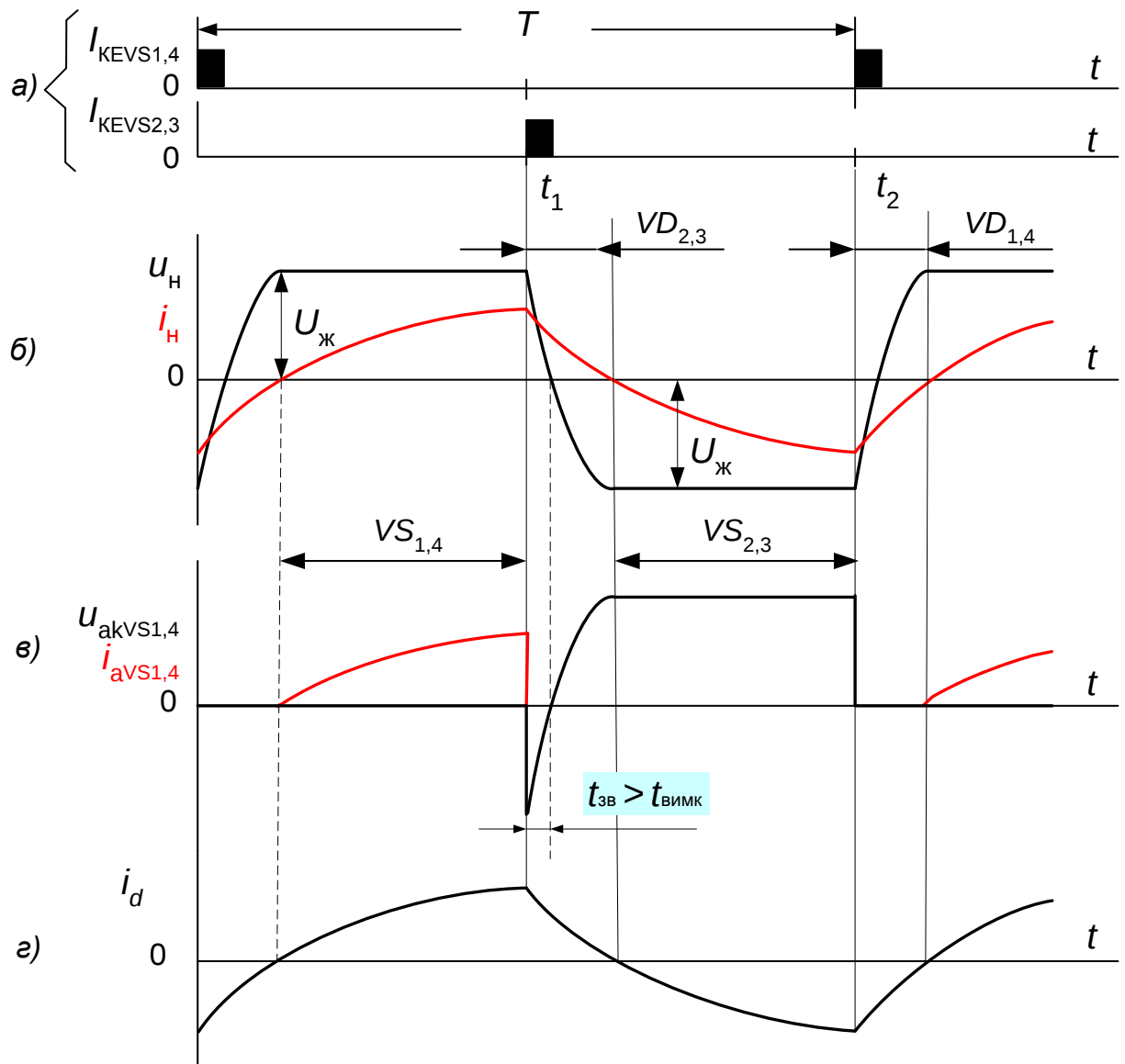


Рис. 6.7

Починаючи з моменту $t = 0$ у відкритий стан переводяться тиристори VS_1, VS_4 і анодний струм цих тиристорів заряджає конденсатор C_K по колу:

$$+U_{\text{ж}} \rightarrow L_{K1} \rightarrow VS_1 \rightarrow C_K \rightarrow VS_4 \rightarrow L_{K2} \rightarrow -U_{\text{ж}}.$$

Напруга на конденсаторі C_K приймає знак без дужок (рис. 6.6).

При включенні момент часу t_1 тиристорів VS_2, VS_3 утворюються три контури для розряду комутуючого конденсатора C_K :

$$1. +C_K \rightarrow VS_1 \rightarrow VS_3 \rightarrow -C_K;$$

$$2. +C_K \rightarrow VS_2 \rightarrow VS_4 \rightarrow -C_K;$$

$$3. +C_K \rightarrow Z_H \rightarrow -C_K.$$

Коли розрядний струм комутуючого конденсатора $i_{C_K} = i_{a1} = i_{a4}$, тиристири VS_1 і VS_4 закриваються і до них прикладається зворотна напруга, яка дорівнює напрузі конденсатора. Після запирання тиристорів VS_1 і VS_4 конденсатор повністю розряджається до нуля через опір навантаження (3-й контур). Після цього відбувається перезаряд конденсатора з протилежною полярністю (на рис. 6.6 показана в дужках) по контуру:

$$+U_{ж} \rightarrow L_{K1} \rightarrow VS_3 \rightarrow C_K \rightarrow VS_2 \rightarrow L_{K2} \rightarrow -U_{ж}.$$

В момент t_2 відпираються тиристири VS_1 , VS_4 і аналогічним чином відбувається запирання тиристорів VS_2, VS_3 .

Слід відмітити, що для надійного запирання тиристорів до них повинна прикладатись зворотна напруга час не менший ніж час їх вимкнення $t_{зв} > t_{вимк}$ (рис. 6.7).

При індуктивному навантаженні після запирання тиристорів (наприклад, VS_1 і VS_4) струм навантаження замикається через зворотні діоди (в нашому прикладі через діоди VD_2, VD_3). Черговість роботи діодів і тиристорів показані на рис. 6.6, б.

6.1.2. Трифазні автономні інвертори напруги

Трифазний автономний інвертор напруги можна побудувати на основі однофазних (рис. 6.8, б). Система керування (рис. 6.8, а) формує імпульси керування на кожний однофазний інвертор з зсувом 120° .

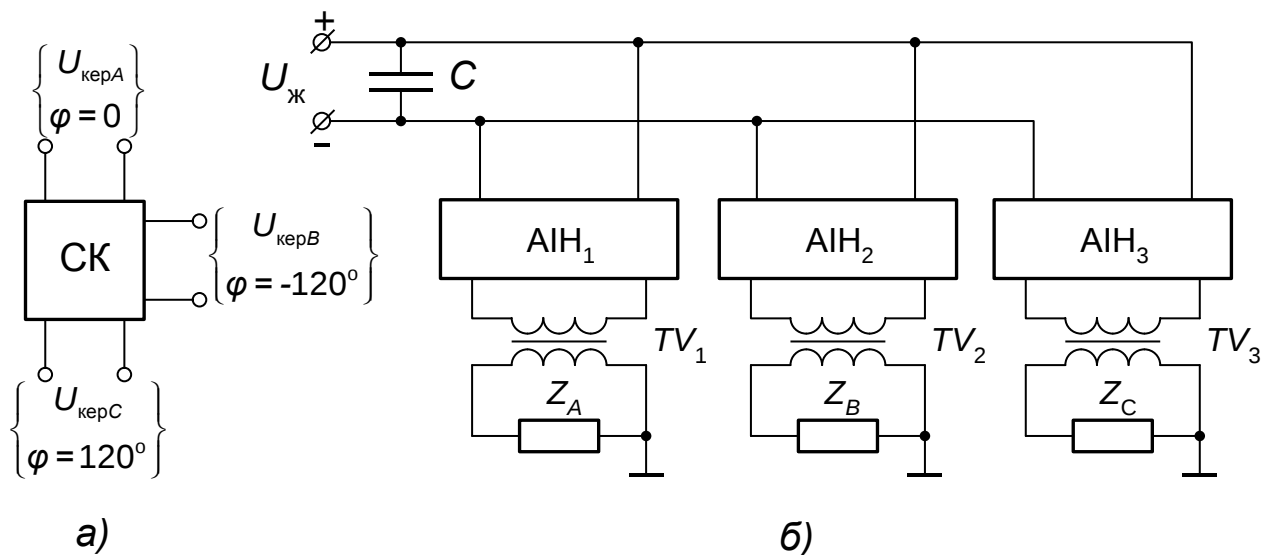


Рис. 6.8

Недолік такої схемної реалізації: потрібно багато ключів (у мостовому варіанті 12 транзисторів і 12 діодів).

Найбільш широке використання отримала приведена на рис. 6.9 трифазна мостова схема АІН на повністю керованих вентилях (біполярних і польових транзисторах, тиристорах, IGBT транзисторах). Вона складається з шести IGBT транзисторів VT_1 - VT_6 і шести діодів VD_1 - VD_6 . Навантаження активно-індуктивного характеру включено зіркою (навантаження можна включати і трикутником).

В такій схемі керовані вентилялі можуть перебувати у відкритому стані $\lambda = 180^\circ$ або $\lambda = 120^\circ$.

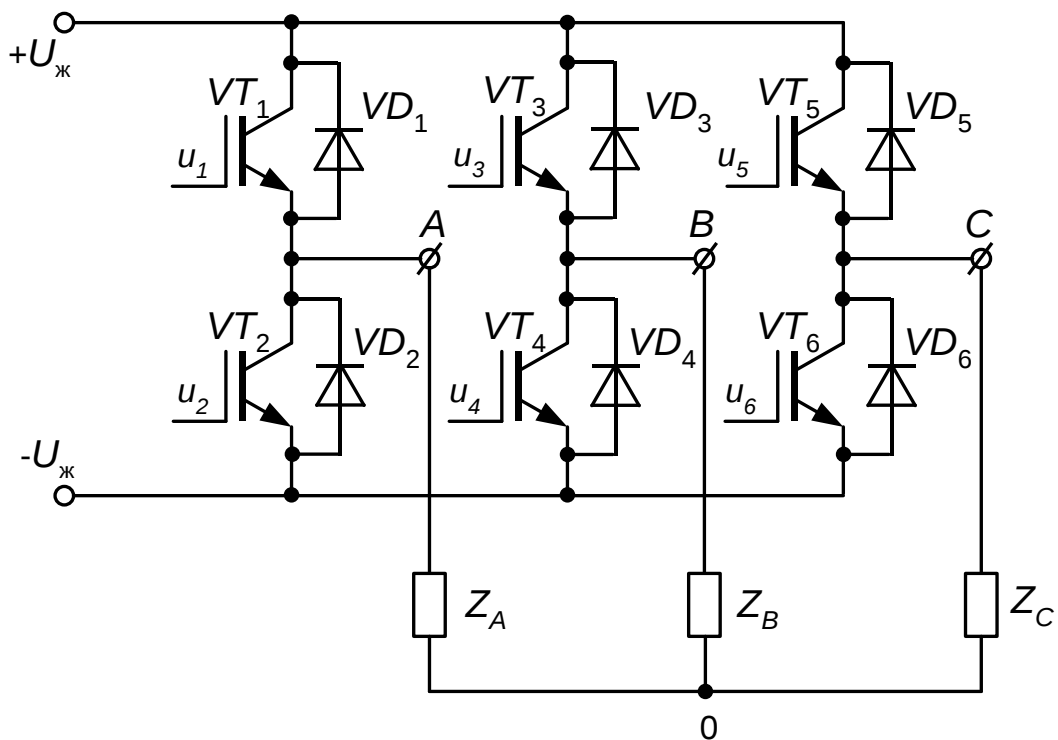


Рис. 6.9.

Розглянемо формування вихідної напруги інвертора при довжині провідності транзисторів $\lambda = 180^\circ$.

Такому способі формування кривої вихідної напруги інвертора відповідає алгоритм переключення транзисторів показаний на рис. 6.10, а. При цьому забезпечується безперервний зв'язок фаз навантаження з джерелом живлення через одночасно відкриті три транзистори різних фаз. В результаті чого форма напруги на виході не залежить від параметрів навантаження, що зумовлює більш широке використання такого керування.

З еквівалентних схем (рис. 6.11) видно, що при з'єднанні навантаження зіркою кожна фаза включена або паралельно іншій фазі і послідовно з третьою, або послідовно з паралельно з'єднаними двома іншими фазами.

Криві лінійних напруг на навантаженні показані на рис. 6.10, б-г, а криві фазних напруг - на рис. 6.10, д - ж. Крива лінійної напруги складається з імпульсів довжиною 120° і амплітудою $U_{\text{ж}}$, полярність якої

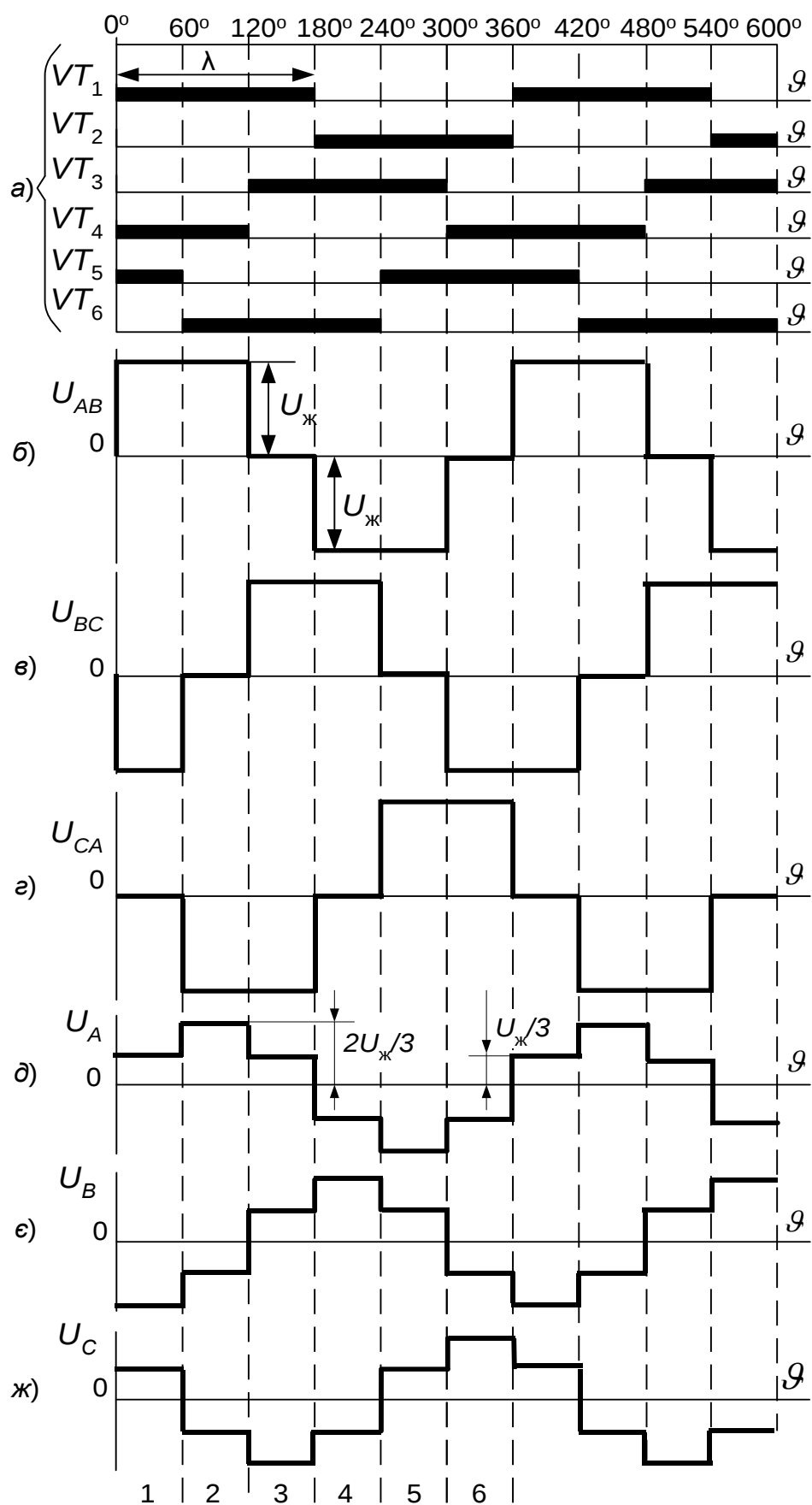


Рис. 6.10

змінюється через 60° . Лінійні напруги u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} зсунуті між собою по фазі на 120° .

Фазні напруги u_A , u_B , u_C мають вигляд ступінчастої кривої зі значеннями напруг $1/3 U_{\text{ж}}$ і $2/3 U_{\text{ж}}$. Це пояснюється тим, що в будь який момент часу, як показано на рис. 6.8, а, одночасно проводять струм три транзистори інвертора, які підключають навантаження фаз Z_A , Z_B , Z_C (рис. 6.11) до напруги джерела живлення $U_{\text{ж}}$ таким чином, що дві з них включаються паралельно між собою і послідовно з третьою. При симетричному навантаженні ($Z_A=Z_B=Z_C$) напруги фаз, навантаження яких включені паралельно, дорівнюють $\pm U_{\text{ж}}/3$, а напруги фази, навантаження якої включена послідовно, дорівнює $\pm 2U_{\text{ж}}/3$.

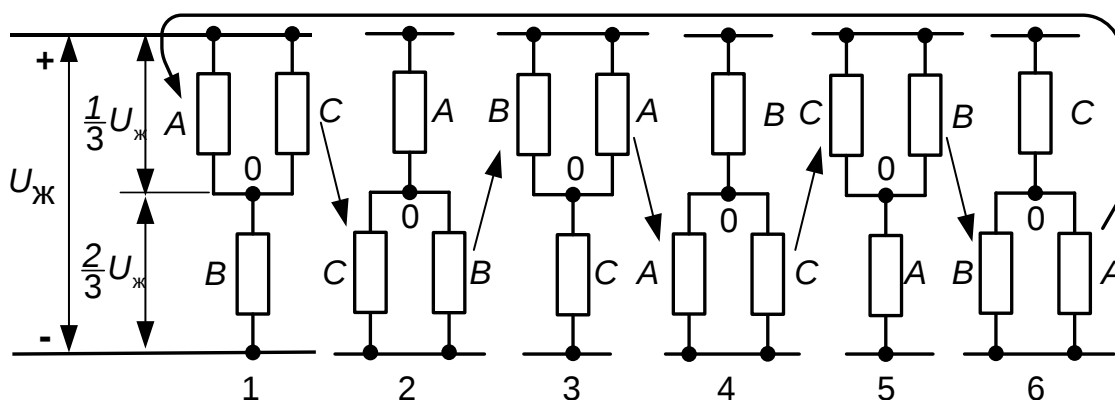


Рис. 6.11

З алгоритму переключення транзисторів (рис. 6.10, а) видно, що можливі шість незалежних сполучень відкритих і закритих станів транзисторів за період. Кожному сполученню відповідає своя еквівалентна схема (рис. 6.11).

Форма кривої вихідної напруги інвертора є задовільною для багатьох навантажень, наприклад, для живлення асинхронних двигунів. В кривій вихідної напруги відсутні парні гармоніки, а також гармоніки кратні трьом. Таким чином, нижніми гармоніками є $5^{\text{-а}}$ і $7^{\text{-а}}$.

Характер розподілення амплітуд гармонік в лінійній напрузі підпорядковується залежності $U_{\text{л}nv} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi v} U_{\text{ж}}$, а у фазній напрузі $U_{\text{ф}nv} = \frac{2}{\pi v} U_{\text{ж}}$ (v - номер гармоніки).

Перша гармоніка в лінійній напрузі складає $U_{\text{л}(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{\text{ж}} = 1,1 U_{\text{ж}}$ з діючим значенням $U_{\text{л}(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{\text{ж}} = 0,78 U_{\text{ж}}$. Аналогічно амплітудне значення першої гармоніки у фазній напрузі дорівнює $U_{\text{ф}(1)} = \frac{2}{\pi} U_{\text{ж}} = 0,64 U_{\text{ж}}$, а її фазне значення $U_{\text{ф}(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{\text{ж}} = 0,45 U_{\text{ж}}$. Амплітуди 5-ї і 7-ї гармонік дорівнюють відповідно 20% і 14,3% від амплітуди першої гармоніки.

Регулювання вихідної напруги інвертора при розглянутій формі кривої можливо зміною напруги джерела живлення $U_{\text{ж}}$, використовуючи керований випрямляч або імпульсний перетворювач постійної напруги.

6.2. Автономні інвертори струму

6.2.1. Однофазний паралельний інвертор струму

На рис. 6.12 приведена схема однофазного паралельного мостового інвертора струму на не повністю керованих тиристорах, а на рис. 6.13 - часові діаграми струмів і напруг в схемі. Режим джерела струму на вході інвертора, що живиться від джерела напруги $U_{\text{ж}}$, утворюється включенням в коло постійного струму дроселя L_d з індуктивністю, достатньою для подавлення можливих пульсацій вхідного струму. Форма вихідного струму $i_{\text{вих}}$ визначається тільки порядком перемикавання тиристорів, а форма напруги $u_{\text{н}}$ залежить від характеру навантаження. Навантаженням АІС повинно бути коло з властивостями, близькими до джерела напруги, тобто з близькими до нуля внутрішнім динамічним опором, який допускає протікання через нього струму, що змінюється стрибкоподібно. На практиці це забезпечується

включенням на виході інвертора конденсатора C , паралельно якому можна підключити будь-яке навантаження індуктивного характеру.

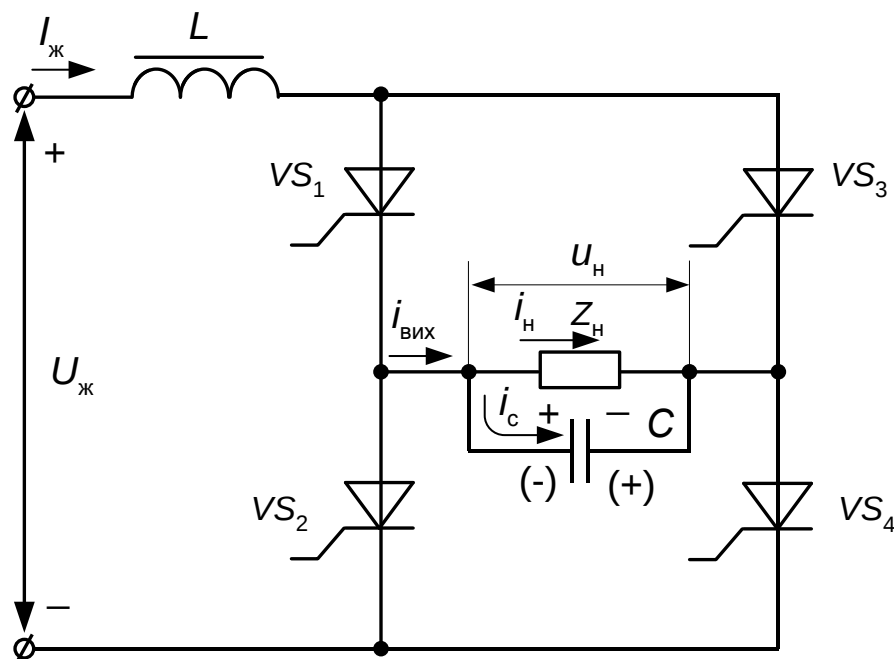


Рис. 6.12

Крім зазначеній функції, конденсатор забезпечує примусову комутацію тиристорів інвертора. Струм на виході має прямокутну форму, а форма напруги визначається характером навантаження.

Розглянемо роботу схеми. Припустимо, що до моменту часу ϑ_1 проводять струм тиристири VS_1 і VS_2 (рис. 6.13, б). Струм $i_{вих}$, який дорівнює на півперіоді вихідної частоти струму i_d , розгалужується на два кола: струм i_n протікає через навантаження, а струм i_c - через конденсатор C . Конденсатор цим струмом заряджається з полярністю вказаною на рис. 6.12 без дужок. Через півперіод вихідної частоти відпираються тиристири VS_3 і VS_4 , в результаті чого конденсатор підключається паралельно тиристорам VS_1 і VS_2 . Під дією зустрічного струму конденсатора струми тиристорів VS_1 і VS_2 , швидко спадають до нуля і до них прикладається зворотна напруга, яка визначається напругою на конденсаторі (рис. 6.13, з) і вони переводяться в непровідний стан.

Час дії зворотної напруги на тиристорах (час, який необхідний для встановлення їх запираючих властивостей) характеризується інтервалом

часу, під час якого від'ємна напруга на конденсаторі зменшується до нуля

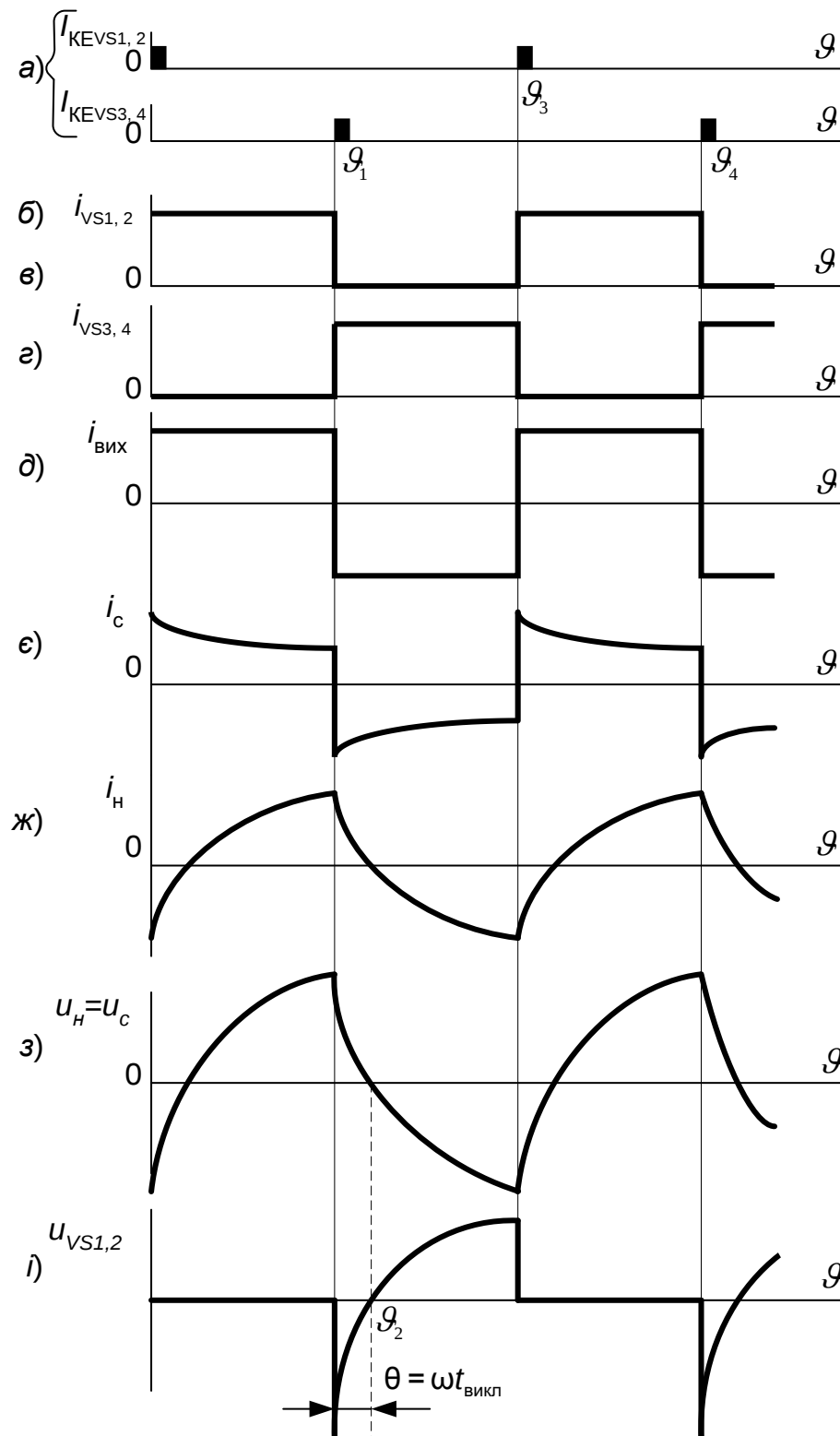


Рис. 6.13

(рис. 6.13, и) в процесі його перезаряду в колі з джерелом живлення,

дроселем L_d і відкритими тиристорами VS_3 і VS_4). Цей інтервал визначається кутом $\theta = \omega t_{\text{викл}}$ (рис. 6.12, і).

Швидке зростання струму тиристорів, що відпираються (у даному випадку тиристири VS_3 і VS_4), може вивести їх з ладу внаслідок перевищення допустимої швидкості зростання струму (di_a / dt). Для зменшення di_a / dt в анодному колі тиристорів включають дроселі (на схемі не показані).

AIC "бояться" коротких замикань (КЗ), тому що при цьому комутуючий конденсатор закорочений і нічим комутувати тиристири. При зменшенні опору навантаження (наближенні до КЗ) зменшується кут $\theta = \omega t_{\text{викл}}$ і, відповідно, час $t_{\text{викл}}$. При досягненні часу $t_{\text{викл.min}}$, рівному часу відновлення запірної можливості тиристорів у прямому напрямку, комутація становиться неможливою.

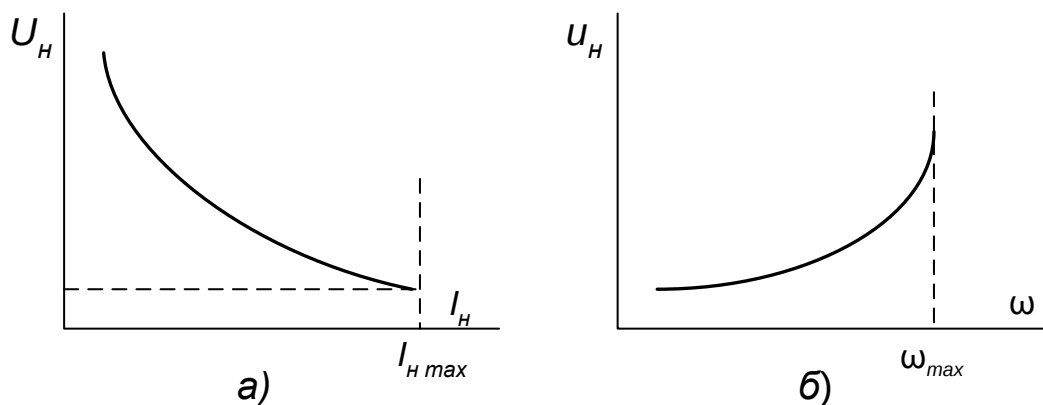


Рис. 6.14

Зовнішня характеристика AIC $U_H = f(I_H)$ має велику крутість (рис. 6,14, а). На холостому ході вихідна напруга ідеального AIC наближається до незкінченності. На рис. 6.14, б зображена частотна характеристика AIC $U_H = f(\omega)$. На високих частотах тиристор не встигає відновити запірні властивості. Таким чином AIC має обмеження як за струмом навантаження, так і за частотою.

Ємність конденсатора C вибирається за умови найбільшої частоти $\omega_{\text{упр. max}}$ і врахуванням часу запирання тиристорів $t_{\text{зап}}$.

AIC можуть працювати на частотах до 2-2,5 кГц. При більших частотах тиристори не встигають відновити запірні властивості.

Для оцінки можливості роботи на ХХ припустимо, що AIC ідеальний і $R_H = \infty$. При цьому енергія постійно споживається від джерела живлення, але ніде не розсіюється, тобто, накопичується в реактивних елементах. Через це напруга на конденсаторі наближується до безкінечності. Значить AIC на холостому ході також не може працювати.

При розгляді AIC приймемо наступні допущення: тиристори ідеальні, втрати на елементах схеми відсутні.

На рис. 6.13, д вихідний струм AIC $I_{\text{вих}}$ має прямокутну форму. Його діюче значення дорівнює струму I_d . Якщо розкласти в ряд Фур'є криву вихідного струму, то амплітуда його першої гармоніки дорівнює

$$I_{\text{вих}(1)m} = \frac{4}{\pi} I_d.$$

Діюче значення першої гармоніки струму

$$I_{\text{вих}(1)} = \frac{I_{\text{вих}(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_d = 0,9 I_d.$$

Активна потужність, що передається до навантаження

$$P_H = U_{H(1)} I_{\text{вих}(1)} \cos \varphi_H.$$

Потужність, що споживається від джерела живлення

$$P_d = U_d I_d.$$

Для покращення зовнішніх характеристик АІС використовують схеми з зворотними випрямлячами, з індуктивно-тиристорними компенсаторами і з відтинаючими діодами.

6.2.2. Однофазний АІС з відтинаючими діодами

З принципу роботи паралельного інвертора струму на тиристорах видно, що змінний струм інвертора i_i повинен випереджати змінну напругу на виході інвертора $u_{\text{вих}}$ на кут β . Таке випередження забезпечується за рахунок реактивної потужності конденсатора Q_C , яка використовується на компенсацію реактивної потужності навантаження Q_H при відстаючій фазі струму відносно напруги φ_H , і реактивної потужності на комутацію Q_K , пропорційної куту β і необхідної для відновлення запираючих властивостей тиристора після його виключення. З урахуванням векторної діаграми (рис. 6.15), рівняння балансу реактивних потужностей на виході інвертора струму має вигляд:

$$Q_C = \frac{\omega C U^2}{2} = Q_H + Q_K = P_H \operatorname{tg} \varphi_H + P_H \operatorname{tg} \beta,$$

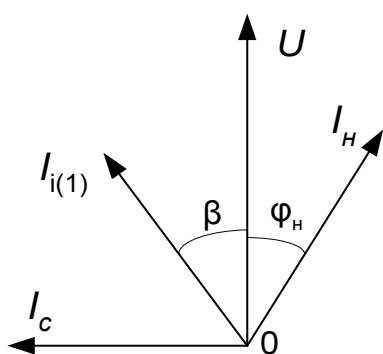


Рис. 6.15

звідки
$$C = \frac{2P_H (\operatorname{tg} \varphi_H + \operatorname{tg} \beta)}{\omega U^2}.$$

З цього співвідношення видно, що при заданій активній потужності навантаження P_H , її $\cos \varphi_H$ і потрібним для запирання тиристорам куті β , величина ємності зворотно пропорційна частоті вихідної напруги ω .

З останнього виразу слідує, що паралельний інвертор струму трудно використовувати для одержання низьких частот вихідної напруги через великі значення ємності конденсатора, а також великі значення індуктивності дроселя L в колі постійного струму. Крім того, паралельний АІС погано підходить для одержання вихідної напруги з регульованою частотою, тому що надлишок реактивної потужності конденсатора на високих частотах буде приводити до різкого зростання напруги на виході інвертора. Через це паралельний інвертор струму використовується на частотах $100 \div 500$ Гц при постійному навантаженні і фіксованій або мало змінюваній частоті.

Для покращення частотних властивостей паралельного інвертора струму використовують схеми інверторів струму з відтинаючими діодами.

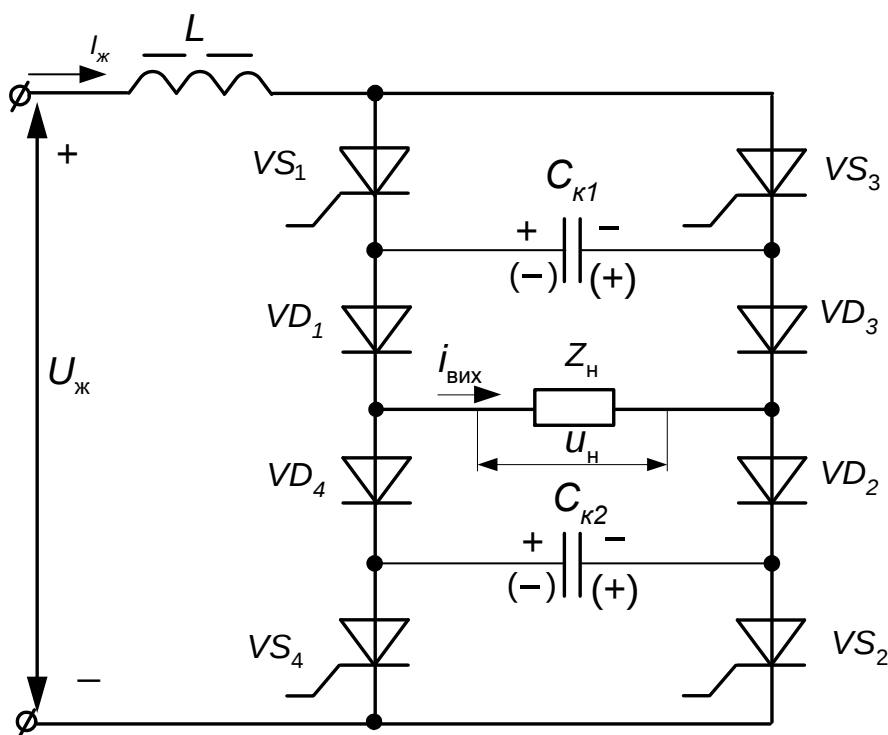


Рис. 6.16

Однофазна мостова схема такого інвертора зображена на рис. 6.16.

Відтинаючі діоди VD_1 - VD_4 включають між навантаженням і комутуючими конденсаторами $C_{к1}$ і $C_{к2}$.

Комутуючі конденсатори виконують функцію джерел напруги, які

прикладаються в зворотному напрямку до тиристорів під час їх виключення, а також забезпечують обмін реактивною енергією з індуктивністю навантаження.

Діоди $VD_1, \dots, VD_4$ перешкоджають розряду конденсаторів через навантаження.

Якщо, наприклад, включені тиристори VS_1 і VS_2 . Тоді, крім кола $VS_1 - VD_1 - Z_H - VD_2 - VS_2$, по якому протікає вихідний струм, утворюються кола $VS_1 - C_{K1} - VD_3 - VD_2 - VS_2$ і $VS_1 - VD_1 - C_{K2} - VD_2 - VS_2$ по яких відбувається заряд комутуючих конденсаторів C_{K1} і C_{K2} з показаною на рисунку полярністю без дужок. Конденсатори не можуть розряджатись на опір навантаження, оскільки розряду конденсатора C_{K1} обмежує діод VD_3 а конденсатора C_{K2} - діод VD_4 .

При включенні тиристорів VS_3 і VS_4 утворюються два контури комутації тиристорів $+C_{K1} - VS_1 - VS_3 - -C_{K1}$ і $+C_{K2} - VS_4 - VS_2 - -C_{K2}$, які виключають тиристори VS_1 і VS_2 .

Комутація відбувається в дві ступені: миттєвого переключення струму тиристорів і повільного переключення струму в колі навантаження.

Комутуючі конденсатори повині мати достатню ємність, щоб інтервал передбачений для запирання тиристорів був більшим, ніж мінімальний інтервал необхідний для виключення тиристорів даного типу. Час виключення тиристорів $t_{\text{викл}}$ в даній схемі буде відповідати часу спаду напруги на конденсаторах до нуля при їх перезаряді.

Комутуючі конденсатори виконують функцію джерел напруги, яка прикладається в зворотному напрямку до тиристорів під час їх виключення, і забезпечують обмін реактивною енергією з індуктивністю навантаження.

Напруга, на яку заряджаються комутуючі конденсатори після закінчення комутації, визначається струмом джерела живлення $I_{\text{ж}}$, індуктивністю та іншими параметрами навантаження.

6.2.3. Трифазний паралельний інвертор струму

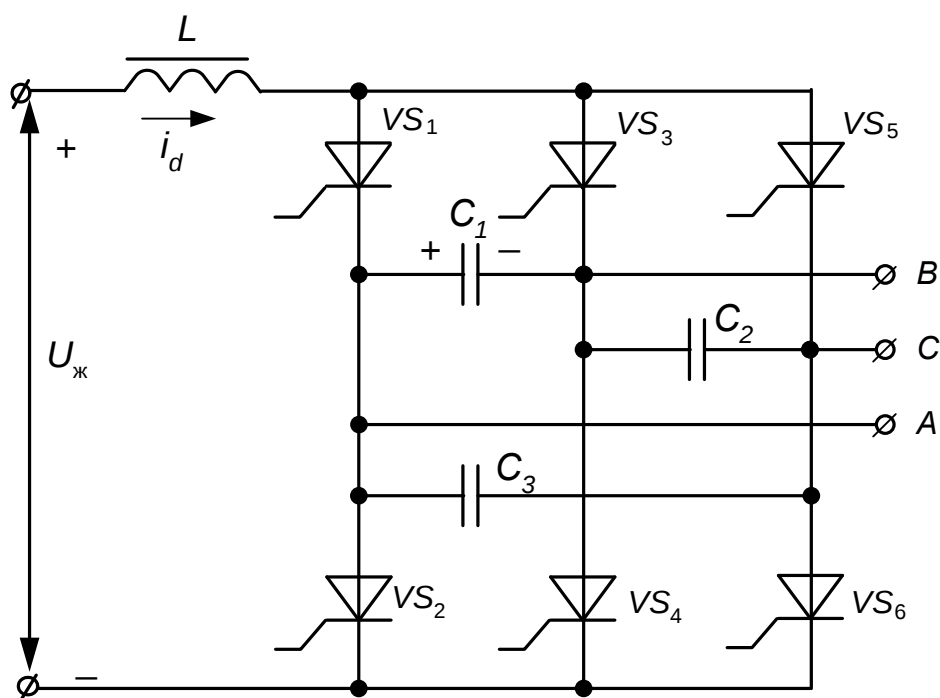


Рис. 6.17

Порядок роботи тиристорів в інверторі (рис. 6.17) такий же як і в трифазному мостовому випрямлячі (VS_1 - VS_4 , VS_1 - VS_6 , VS_3 - VS_6 , VS_3 - VS_2 , VS_5 - VS_2 , VS_5 - VS_4 , VS_1 - VS_4 , . . .). У зв'язку з тим, що кожний тиристор (наприклад, VS_1) працює $1/6$ частину періоду в парі з одним тиристором (VS_4), а $1/6$ частину періоду в парі з іншим тиристором (VS_6), до керуючого електроду кожного тиристора подаються або два коротких імпульсів з інтервалом 60° , або один широкий імпульс довжиною більшою ніж 60° . Цим забезпечується одночасна робота двох тиристорів одного в анодній і одного в катодній групі. Комутація тиристорів відбувається за допомогою комутуючих конденсаторів C_1 - C_3 , об'єднаних в трикутник. Конденсатори, як і в однофазному інверторі, повинні забезпечувати компенсацію реактивної потужності навантаження і створювати необхідний кут випередження β . В інверторі запирання кожного тиристора відбувається при відпиранні наступного за порядком роботи тиристора іншої фази цієї групи (анодної чи катодної). Наприклад, для запирання тиристора VS_1 відпирається тиристор VS_3 і за рахунок

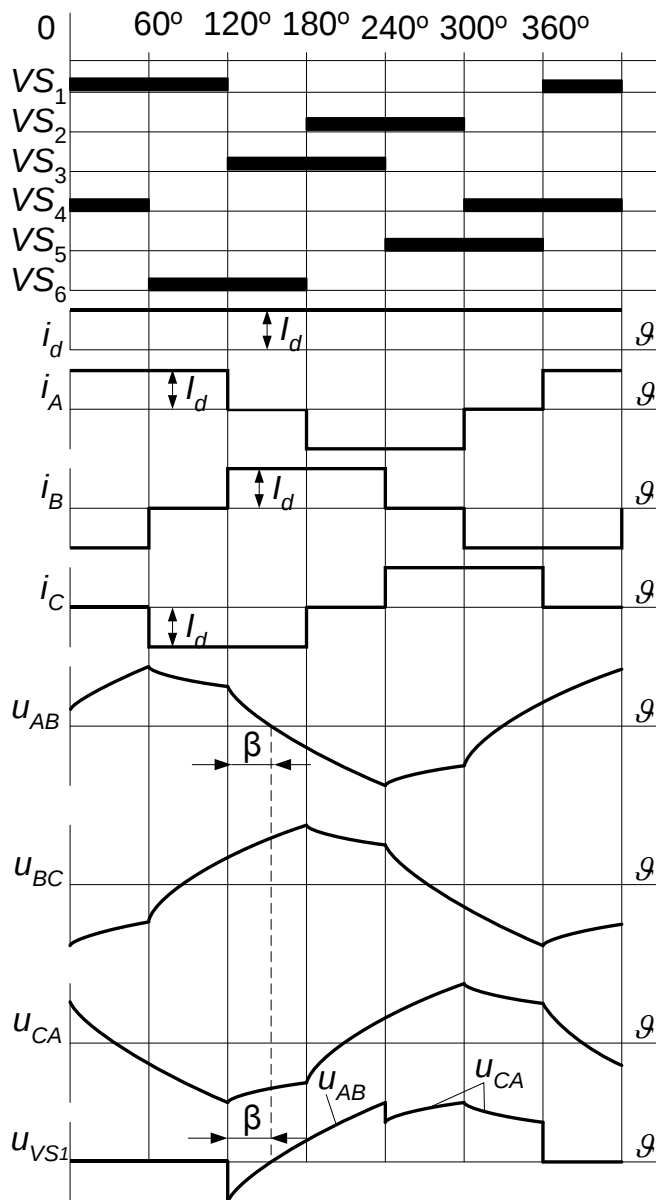


Рис. 6.18

розрядного струму конденсатора C_1 , який протікає назустріч анодному струму тиристора VS_1 , тиристор VS_1 запирається практично миттєво в момент рівності цих струмів. Конденсатор зарядився з показаною на рис. 6.15 на інтервалі одночасної роботи тиристорів VS_1 і VS_4 . До тиристора VS_1 прикладається зворотна напруга, рівна напрузі на конденсаторі C_1 , і він відновлює свої запірні властивості (інтервал β на рис. 6.16).

Якщо нехтувати індуктивністю розсіювання обмоток вихідного трансформатора і врахувати,

що інвертований струм кожної фази має форму показану на рис. 6.18 ($L_d = \infty$), то діюче значення струму першої гармоніки буде дорівнювати:

$$I_{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d.$$

При відсутності втрат в інверторі будуть однакові вхідна і вихідна інвертована потужності:

$$P_d = P_i,$$

тобто
$$U_d I_d = 3 U_{н.ф} I_{(1)} \cos \beta,$$

де $U_{\text{н.ф}}$ - фазна напруга.

Після підстановки в цей вираз значення струму $I_{(1)}$, отримаємо:

$$U_{\text{н.ф}} = \frac{U_d}{K_i \cos \beta},$$

де $K_i = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} = 2,34$ - коефіцієнт залежний від схеми інвертора.

Крива вихідної напруги в трифазному мостовому інверторі струму має форму більше наближену до синусоїдальної, ніж в однофазному інверторі. В кривій вихідної напруги відсутні третя і кратні їй гармоніки. Вміст вищих гармонік в 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 розряду комутуючих конденсаторів через навантаження використовують, як і в однофазних схемах, відтинаючі діоди.

6.2.4. Трифазний паралельний інвертор струму з відтинаючими діодами

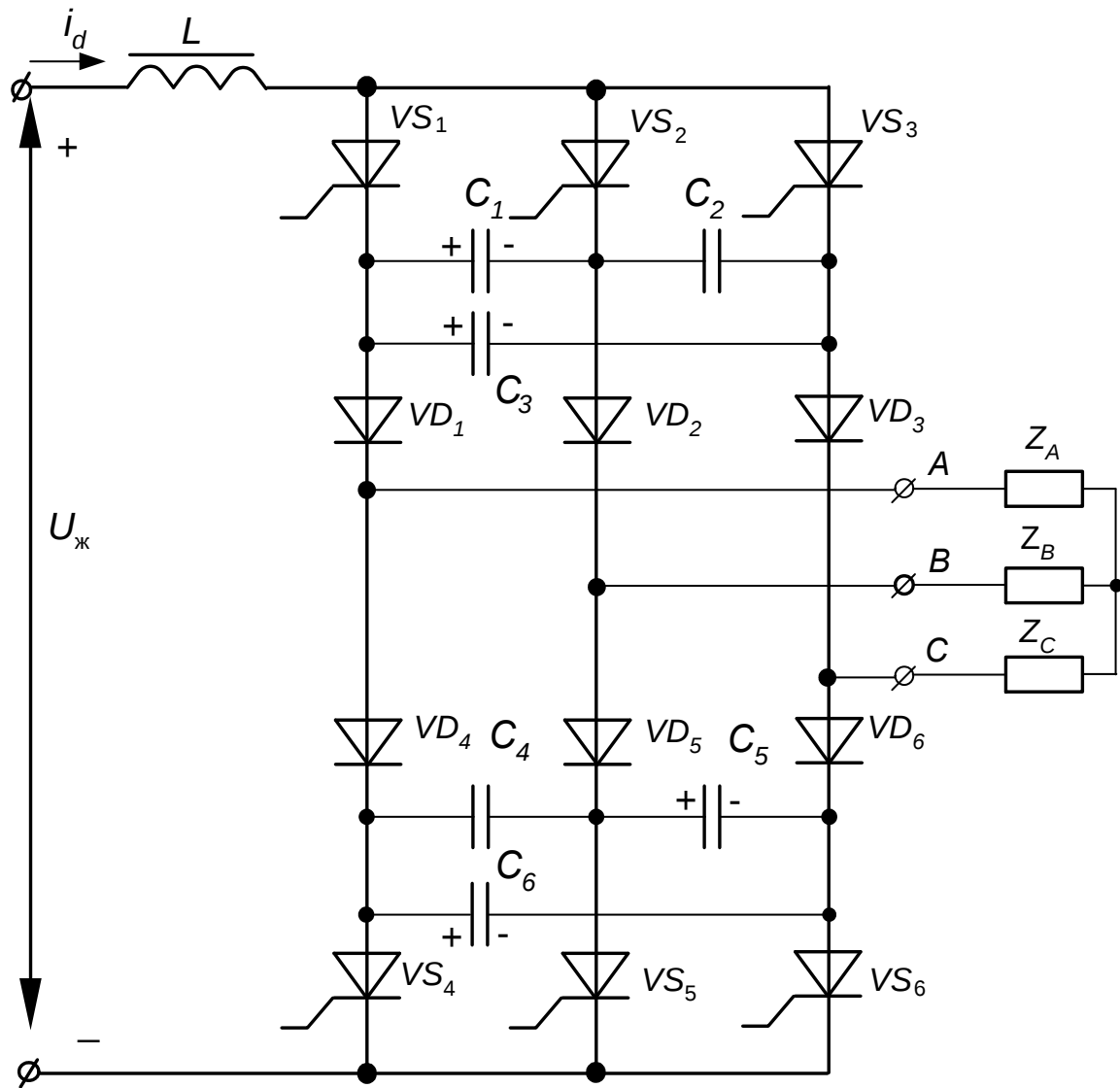


Рис. 6.19

Схема трифазного АІС з відтинаючими діодами (рис. 6.19) має дві групи комутуючих конденсаторів C_1 , C_2 , C_3 для анодної групи тиристорів VS_1 , VS_2 , VS_3 і C_4 , C_5 , C_6 для катодної групи тиристорів VS_4 , VS_5 , VS_6 . Конденсатори відокремлені від фаз навантаження Z_A , Z_B , Z_C відповідними відтинаючими діодами $VD_1 \div VD_6$. Розглянемо роботу схеми за умови, що $L_d = \infty$, вентилі ідеальні ($r_{пр} = 0$, $r_{зв} = \infty$). В будь-який момент часу, як і в схемі без діодів, відкриті два тиристора, один в катодній групі і один в анодній

групі. Припустимо, що на інтервалі $0-t_1$ (рис. 6.20) відкриті тиристори VS_1 , VS_6 і діоди VD_1 , VD_6 , і струм протікає в навантаженнях фаз С і А.. Комутуючі конденсатори заряджені з полярністю вказаною на рис.6.19.

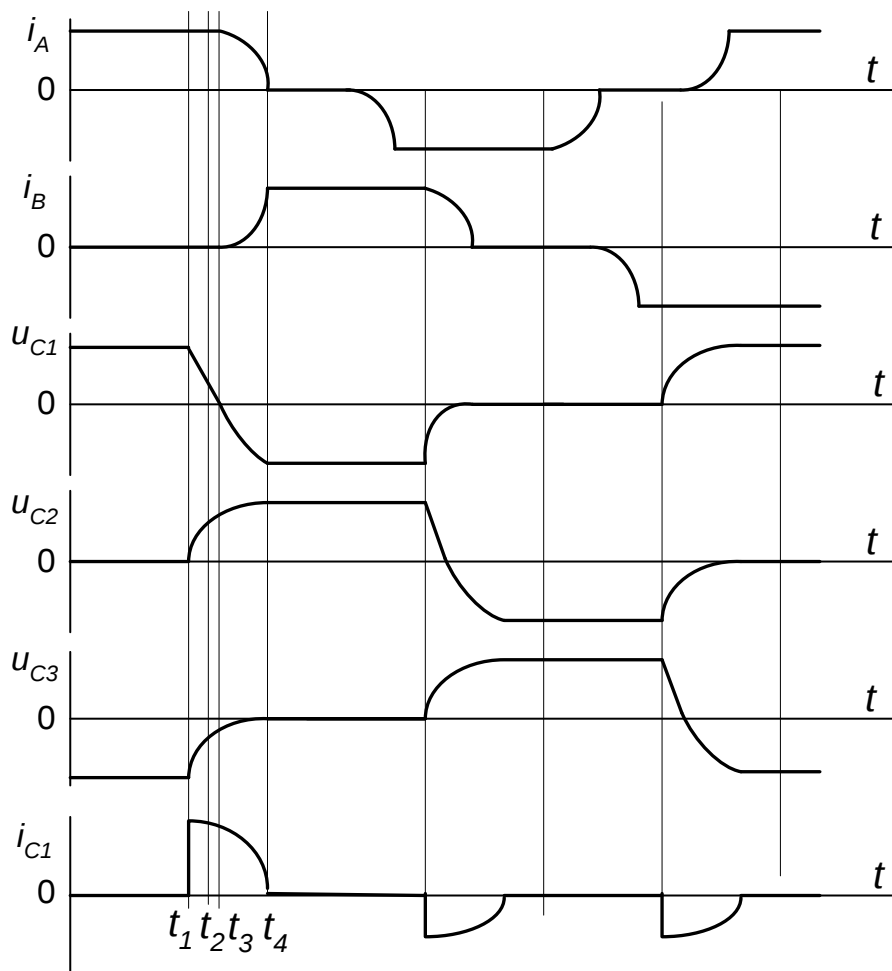


Рис. 6.20

Конденсатори C_2 і C_4 при цьому розряджені. При включенні чергового тиристора VS_2 (момент t_1) утворюється коло розряду конденсаторів, яке включає навантаження і джерело постійного струму. Струм тиристора VS_1 переходить в коло конденсаторів C_1 , C_2 і C_3 . Через те, що струм джерела живлення I_d не змінюється ($L_d=\infty$), через конденсатор C_1 протікає струм, який дорівнює $\frac{2}{3}I_d$, а через послідовно з'єднані конденсатори C_2 і C_3 струм дорівнює $\frac{1}{3}I_d$. При відпиранні тиристора VS_2 до тиристора VS_1 стрибком прикладається в зворотному напрямку напруга конденсатора

C_1 і тиристор VS_1 запирається.

Струм фази A не може змінитись, тому що цьому передшкочає індуктивність L_d , тобто в проміжок часу t_1-t_3 напруга на конденсаторі C_1 змінюється за лінійним законом. Як тільки напруга на конденсаторі C_1 досягне лінійної напруги U_{AB} , починається комутація струму з фази A на фазу B . На проміжку часу t_2-t_1 до тиристора VS_1 прикладена зворотна напруга і він відновлює свої керуючі властивості. На протязі часу t_4-t_3 струм фази A зміншується до нуля, а струм фази B зростає до усталеного значення.

У будь-який момент часу на даному інтервалі сума струмів $i_A+i_B=i_d=const$. У зв'язку з тим що на цьому інтервалі відкриті діоди VD_1 і VD_2 , конденсатор C_1 продовжує дозаряджатись. В момент часу t_4 закінчується комутація струму з фази A в фазу B . При цьому конденсатор C_1 оказується перезарядженим до напруги $-U_{Cmax}$; конденсатор C_2 заряджається до напруги $+U_{Cmax}$, а конденсатор C_3 розряджається до нуля. До моменту включення тиристора VS_3 розряду конденсаторів на навантаження перешкоджають відтинаючі діоди $VD_1 \dots VD_6$. Усі наступні цикли аналогічні розглянутому, а порядок перемикавання тиристорів такий же, як і у випрямляча, зібраного за схемою Ларіонова.

Приведена трифазна схема з відтинаючими діодами має ряд переваг у порівнянні з іншими трифазними схемами: просту схему керування; меншу кількість і краще використання тиристорів; максимальна напруга на тиристорах дорівнює U_{Cmax} . Дякуючи цим перевагам цю схему можна використовувати для регулювання швидкості обертання асинхронного двигуна.

Якщо нехтувати індуктивністю розсіяння обмоток інверторного трансформатора і врахувати, що в кожній фазі протікають два прямокутних імпульсів струму, кожний довжиною $\frac{2\pi}{3}$, то діюче значення 1-ї гармоніки струму дорівнює:

$$I_{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d n,$$

де $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Якщо нехтувати втратами в схемі, то отримаємо рівність вхідної і вихідної потужностей

$$P_{\text{ж}} = P_2, \text{ тобто } U_{\text{ж}} I_d = 3 U_2 I_{(1)} \cos \beta.$$

Підставляючи значення $I_{(1)}$, находимо

$$U_2 = \frac{U_{\text{ж}} \cdot a}{n \cos \beta},$$

де $U_2 = \frac{U_{\text{ж}} \cdot a}{n \cos \beta}$ - коефіцієнт схеми.

Таким чином, ємності в такому інверторі підключаються паралельно навантаженню тільки на час комутації струмів у фазах навантаження. Їх величина не залежить від значення реактивної потужності навантаження, що дозволяє працювати інвертору струму з відтинаючими діодами на будь-яке навантаження і на будь-якій частоті вихідної напруги в межах комутуючої можливості ємностей.

6.3. Резонансні автономні інвертори

Резонансні автономні інвертори (AIP) призначені для перетворення постійної напруги в змінну напругу підвищеної частоти. AIP використовуються в електротермії (плавка металу, індукційний нагрів і закалка виробів), в якості джерела змінної напруги підвищеної частоти, а також для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини.

У резонансних інверторах періодичний характер електромагнітних процесів у навантаженні зумовлюється

коливальними властивостями LC -контра інвертора. Конденсатор в АІС може включатись паралельно навантаженню а також послідовно з ним. В залежності від підключення навантаження і коливального контра розрізняють три типа резонансних інверторів:

- паралельний;
- послідовно-паралельний;
- послідовний.

В залежності від розміщенні індуктивності резонансного контра розрізняють:

- резонансні інвертори з закритим входом, у яких індуктивність резонансного контра знаходиться в колі постійного струму (на вході) інвертора;
- резонансні інвертори з відкритим входом, у яких індуктивність резонансного контра знаходиться на стороні змінного струму (на вході) інвертора.

6.3.1. Паралельний резонансний інвертор з закритим входом

Схема паралельного резонансного інвертора аналогічна схемі паралельного інвертора струму (рис. 6.21). Відрізняється вона тільки параметрами індуктивності дроселя в колі постійного струму. Вхідною індуктивністю і ємністю на виході інвертора утворюється LC -контур, індуктивність і ємність якого розділені вентильним комплектом. Параметри коливального контра і частота імпульсів керування вентильми моста вибираються з таким розрахунком, щоб перезаряд конденсатора мав коливальний

характер і закінчувався на протязі півперіоду. В результаті струм інвертора i_i має форму двополярних імпульсів у вигляді півхвиль синусоїди, а струм у вхідному дроселі i_d має переривний характер. Це забезпечує природне запирання тиристорів при спаді їх струму до нуля. Дійсно, при включенні в момент t_0 тиристорів VS_1 і VS_2 конденсатор починає заряджатись через індуктивність дроселя до напруги, що перевищує напругу вхідного джерела живлення (рис. 6. 22).

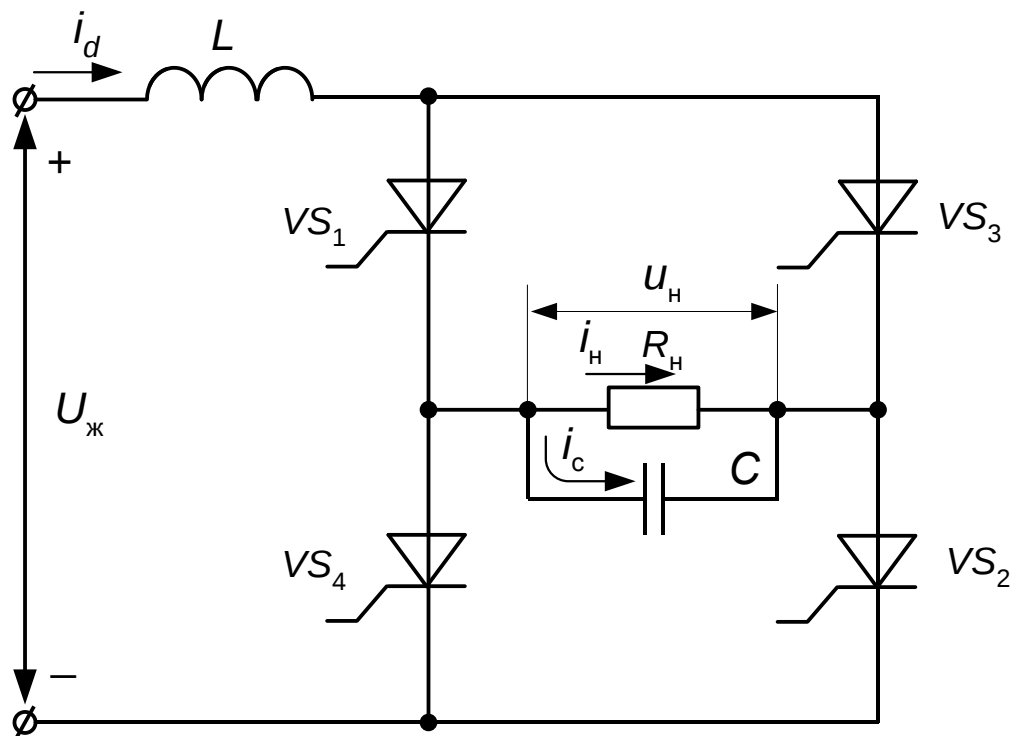


Рис. 6.21

В момент t_1 , коли коливальна півхвиля струму дроселя спаде до нуля, тиристори VS_1 і VS_2 виявляться під зворотною напругою рівною різниці напруги на конденсаторі і напруги вхідного джерела.

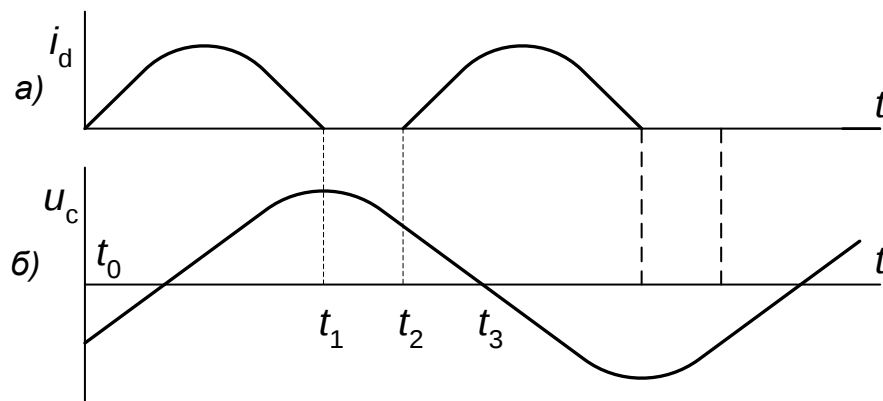


Рис. 6.22

До моменту часу t_2 конденсатор розряджається тільки струмом навантаження. В момент часу t_2 включаються тиристори VS_3 і VS_4 . Якщо до цього моменту часу конденсатор не встигне розрядитися до рівня напруги вхідного джерела, то тиристори VS_1 і VS_2 залишаться під зворотною напругою до моменту часу t_3 зміни полярності напруги на конденсаторі. Якщо паузи між закінченням протікання струму через одну пару тиристорів t_2 і моментом відпирання наступної пари тиристорів t_3 , будуть близькі до нуля, то напруга на навантаженні буде мати форму близьку до синусоїди.

На практиці в автономних резонансних інверторах частіше використовують послідовне чи послідовно-паралельне включення конденсаторів.

Перевага резонансного режиму роботи інвертора полягає в тому, що струми тиристорів в моменти їх включення і виключення дорівнюють нулю. Це суттєво зменшує втрати на перемикання в тиристорах, що дозволяє працювати резонансному інвертору при більших частотах вихідної напруги, ніж паралельний інвертор струму, де струми тиристорів змінюються стрибком в моменти комутації тиристорів.

6.3.2. Послідовно-паралельний резонансний інвертор з закритим входом

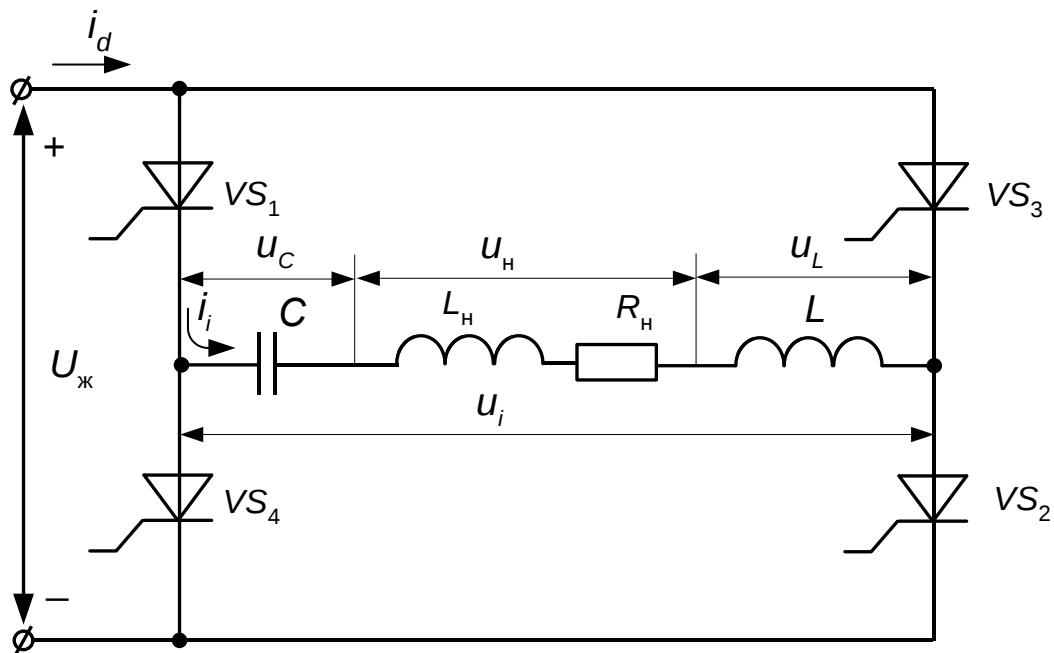


Рис. 6.23

На рис. 6.23 приведена мостова схема резонансного інвертора з послідовно включеними в діагональ моста конденсатора C , навантаження Z_H і додаткового дроселя L .

Крива вихідного струму інвертора $i_i(t)$ формується шляхом попарного відпирання навхрест розміщених тиристорів інверторного моста (рис. 6.24, **а**, **в**). Характер залежності струму $i_i(t)$ зумовлюється коливальним процесом перезаряду конденсатора C з резонансною частотою послідовного коливального контура, утвореного реактивними елементами вихідного кола, при їх підключенні тиристорами до джерела живлення $U_{\text{ж}}$:

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L + L_H)C}}.$$

В розглядаємій схемі резонансна частота контура зв'язана з частотою імпульсів керування тиристорного моста (вихідною частотою інвертора $f_{\text{вих}}$) нерівністю $f_{\text{рез}} > f_{\text{вих}}$. Через це коливальні процеси перезаряду конденсатора закінчуються до відпирання наступної пари тиристорів інвертора (рис. 6.24, **а**,

в, г), а в кривих струму навантаження і струму джерела живлення утворюються паузи.

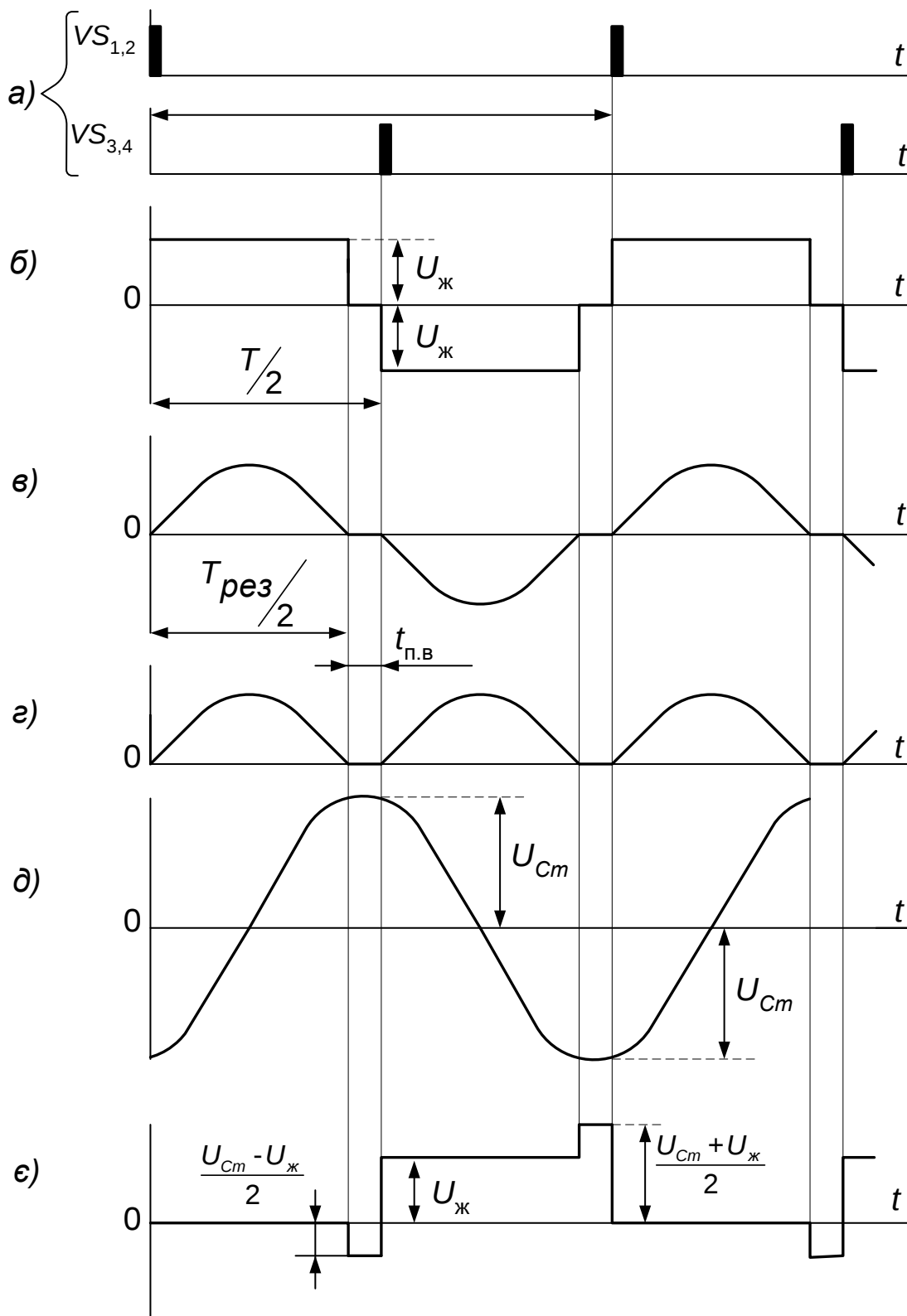


Рис. 6.24

Такі паузи необхідні для запирання відкритої пари тиристорів перед відпиранням чергової пари тиристорів. Після закінчення перезаряду (наприклад, в момент часу t_1 на рис. 6.24) напруга на конденсаторі $U_{Cm} > U_{ж}$, в зв'язку з чим до відкритих тиристорів (в даному випадку VS_1 і VS_2) прикладається запірня зворотна напруга, рівна $(U_{Cm} - U_{ж})/2$ (рис. 6.24, е). Наявність в кривій струму навантаження паузи характеризує роботу АІР з природним режимом запирання тиристорів.

Різниця в частотах $f_{рез}$ і f потрібна для підтримки на тиристорах, що виключаються, необхідної довжини зворотної напруги для їх запирання:

$$t_{п.в} \geq K_{зап} t_{в},$$

де $t_{п.в}$ - час, що представляється тиристорі для відновлення запірних властивостей; $K_{зап} = 1,2 \div 1,5$ - коефіцієнт запасу; $t_{в}$ - час виключення тиристора.

Запитання для самоконтролю

1. За якими признаками автономні інвертори поділяються на аінвертори напруги, інвертори струму резонансні інвертори?
2. Поясніть призначення зворотних діодів в інверторах напруги.
3. Які можливі варіанти алгоритмів керування силовими ключами автономних інверторів напруги?
4. Поясніть роботу АІН з подіагональним керуванням силовими ключами.
5. Поясніть сутність широтно-імпульсного формування і регулювання вихідної напруги АІН.
6. Поясніть сутність широтно-імпульсного регулювання вихідної напруги АІН з залежною від параметрів навантаження формою вихідної напруги.

7. Поясніть сутність широтно-імпульсного регулювання вихідної напруги АІН з незалежною від параметрів навантаження формою вихідної напруги.
8. Поясніть призначення елементів і роботу АІН на тиристорах.
9. Поясніть за якими принципами можна будувати 3-фазні АІН.
10. Приведіть схему і поясніть роботу трифазного мостового АІН на повністю керованих вентилях.
11. Приведіть схему і поясніть роботу однофазного паралельного АІС.
12. Поясніть чому АІС не можуть працювати в режимах близьких до короткого замикання і холостого ходу.
13. Поясніть роботу однофазного АІС з відтинаючими діодами.
14. Приведіть схему і поясніть роботу 3-х фазного АІС.
15. Поясніть призначення і області використання автономних резонансних інверторів (АІР).
16. Поясніть за якими признаками АІР поділяються на АІР з закритим входом і АІР з відкритим входом.
17. Приведіть схему і поясніть роботу АІР з закритим входом.
18. Приведіть схему і поясніть роботу АІР з відкритим входом.

Розділ 7. Перетворювачі частоти

Перетворювачами частоти (ПЧ) називаються пристрої, що перетворюють змінний струм (напругу) однієї частоти в змінний струм (напругу) іншої частоти. Розрізняють два класи перетворювачів частоти:

1. перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму;
2. перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком (БПЧ).

Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком в свою чергу поділяються на:

- перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком і природною комутацією струму тиристорів (БПЧ з ПК);
- перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком і штучною комутацією струму тиристорів (БПЧ з ШК).

На рис. 7.1 зображена структурна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму. В таких перетворювачах змінна напруга мережі живлення випрямляється за допомогою керованого випрямляча KB , фільтрується фільтром Φ і подається до автономного інвертора AI . Функції регулювання частоти вихідної напруги виконує інвертор, а напруги - випрямляч.

Інвертор такого перетворювача може бути виконаний за схемою автономного інвертора напруги (AИН) або за схемою автономного інвертора струму (AIC).

Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму можуть регулювати вихідну частоту за допомогою системи керування інвертором (СКИ) в широких межах як вверх, так і вниз від частоти мережі живлення.

Основним недоліком перетворювачів частоти з ланкою постійного струму є подвійне перетворення енергії - випрямлення і інвертування, що приводить до зниження к.к.д. і погіршення масо-габаритних параметрів.

Безпосередні перетворювачі частоти виконуються на основі реверсивних перетворювачів. Однофазний БПЧ представляє собою двокомплектний реверсивний перетворювач, до виходу якого підключене навантаження. Кожен комплект вентилів пропускає одну півхвилю струму. Трифазний БПЧ складається з трьох реверсивних перетворювачів, кожний з яких живить одну фазу навантаження.

Вихідна частота БПЧ завжди менша ніж вхідна. В БПЧ відбувається однократне перетворення енергії.

Тема 7.1. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму

Перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму, функціональна схема якого зображена на рис. 7.1, складається з керованого

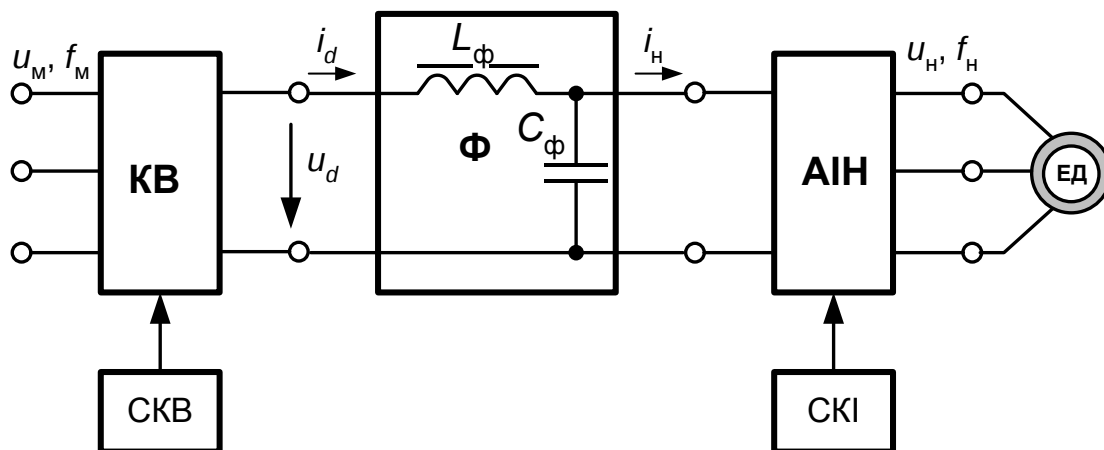


Рис.7.1

випрямляча (КВ), згладжувального фільтра (Ф), АІН, системи керування випрямлячем (СКВ), системи керування інвертором (СКІ).

Згладжувальний фільтр зазвичай представляє собою Г- подібний LC-фільтр.

В таких перетворювачах змінна напруга джерела живлення випрямляється за допомогою керованого випрямляча КВ, фільтрується LC-фільтром Ф і подається на автономний інвертор АІ. Регулювання частоти

вихідної напруги здійснюється інвертором, а напруги - випрямлячем. Регулювання частоти і напруги може здійснюватись інвертором. В такому разі випрямляч може бути некерованим.

Регулювання вихідної напруги перетворювача частоти на основі АІН може виконуватись як за допомогою керованого випрямляча, так і за допомогою АІН з імпульсною модуляцією. З імпульсних способів регулювання вихідної напруги найбільше використовуються широтно-імпульсне регулювання (ШІР) і широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). При цьому частота модуляції повинна бути хоч на порядок вищою, ніж найбільша частота вихідної напруги.

Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму дозволяють регулювати вихідну частоту за допомогою системи керування інвертором СКІ в широких межах як вверх, так і вниз від частоти мережі живлення. В якості інвертора можуть використовуватись автономні інвертори напруги (АІН) або автономні інвертори струму (АІС).

Основним недоліком перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму є подвійне перетворення енергії - випрямлення і інвертування, що приводить до зменшення к.к.д. і погіршення масо-габаритних показників.

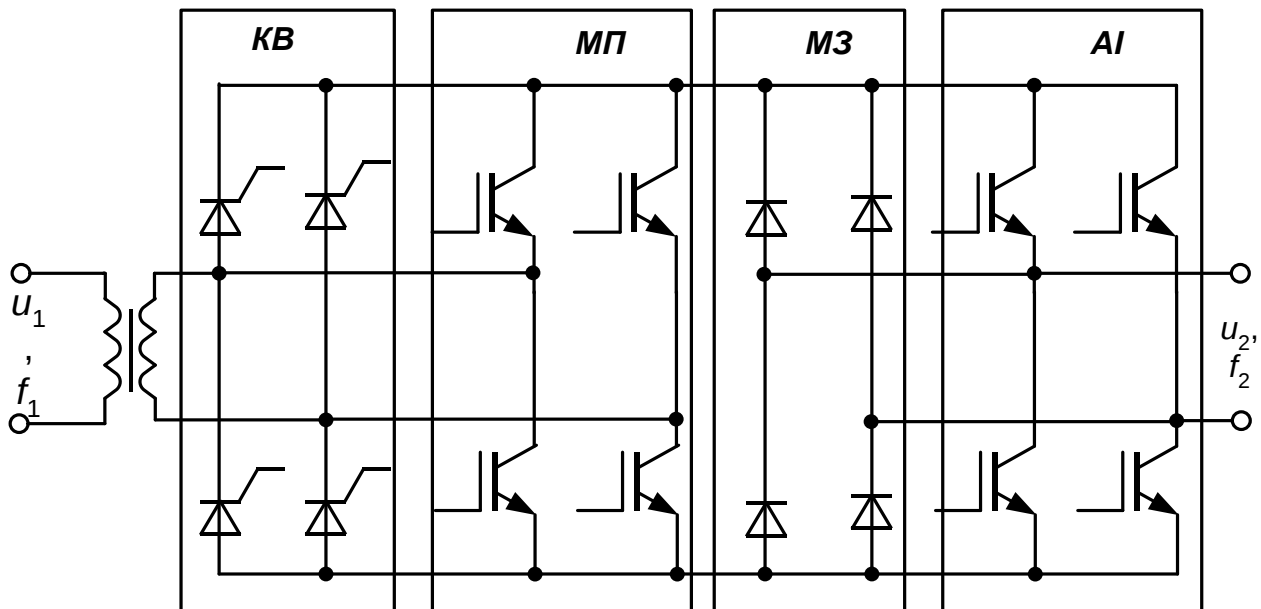


Рис. 7.2.

В перетворювачах частоти з проміжною ланкою постійного струму може відбуватись обмін електричною енергією між споживачем і мережею живлення в обох напрямках. Для такого обміну необхідні повністю керовані вентиля з двосторонньою провідністю, або відповідні схемні рішення. Схема такого рішення приведена на рис.7.2. В приведеній схемі однофазного перетворювача частоти керований випрямляч *KB* на тиристорах живить інвертор *AI*, виконаний повністю керованих вентилях (*IGBT* транзисторах). Мости зворотного струму *M3* (VD_1 - VD_4) і повернення реактивного струму *МП* виконують функції передачу реактивного струму навантаження в мережу живлення. При рекуперації енергії міст *M3* виконує функцію випрямляча, а міст *МП* - функцію інвертора.

Покращення гармонічного складу вихідної напруги перетворювачів частоти з ланкою постійного струму можна способами, які використовуються в автономних інверторах. Проміжне підвищення частоти змінного струму в перетворювачах частоти дозволяє не тільки зменшити масу і габарити елементів, але і здійснювати різні види імпульсної модуляції. В зв'язку з тим, що в перетворювачах з проміжною ланкою підвищеної частоти і імпульсною модуляцією зазвичай передбачено наявність вихідного трансформатора,

легко вирішується питання узгодження напруги мережі живлення з напругою навантаження.

Перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму на основі автономного інвертора струму складається з керованого випрямляча (КВ), індуктивного згладжувального фільтра (Ф) і АІС (рис. 7.3).

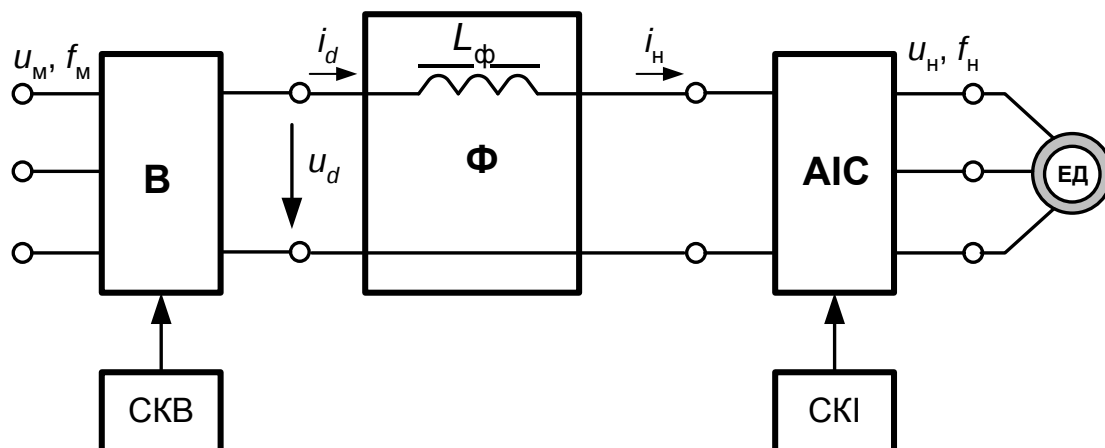


Рис.7.3

Регулювання вихідним струмом в перетворювачах частоти з проміжною ланкою постійного струму на основі автономного інвертора струму виконується за допомогою керованого випрямляча, а керування частотою - системою керування АІС.

7.1.1. Перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму на основі керованого випрямляча і АІН

На рис.7.4 приведена схема перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму для живлення асинхронного двигуна. Він складається з керованого випрямляча, автономного інвертора напруги, згладжувального фільтра, блока гальмівного резистора (БГР).

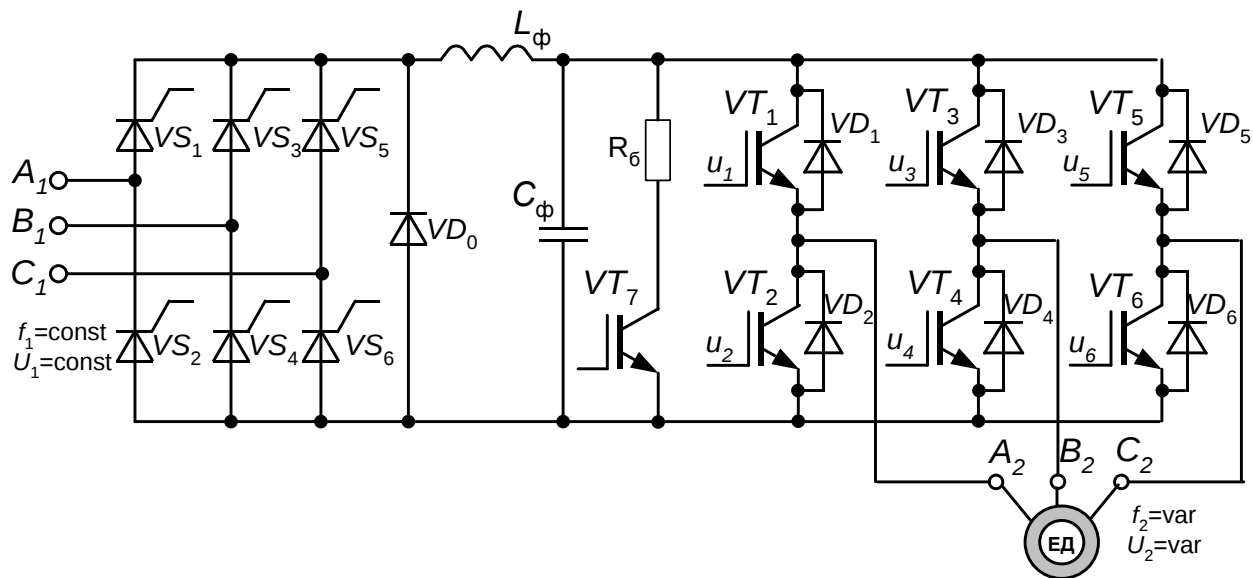


Рис. 7.4

Керований випрямляч виконаний на тиристорах VS_1 - VS_6 з нульовим діодом VD_0 , який покращує коефіцієнт потужності ($\cos \varphi$), а автономний інвертор напруги - на *IGBT* транзисторах VT_1 - VT_6 . $L_\phi C_\phi$ фільтр згладжує пульсації випрямленої напруги. Діоди VD_1 - VD_6 служать для пропускання струму при виключенні транзисторів і одночасно вони виконують роль зворотного випрямляча при гальмуванні двигуна. Регулювання вихідної напруги перетворювача відбувається за допомогою випрямляча.

Гальмування забезпечується включенням паралельно конденсатору фільтра баластного резистора R_6 . Якщо напруга на конденсаторі перевищує задане значення, включається транзистор VT_7 і енергія, яка передається від електродвигуна, розсіюється в баластному резисторі.

Недоліком розглянутого перетворювача є неможливість рекуперації енергії в мережу при гальмуванні, погіршення коефіцієнта потужності при регулюванні, більше гармонік у вихідній напрузі і необхідність в двох системах керування перетворювачем.

Тема 7.2. Безпосередні перетворювачі частоти

Силова частина БПЧ з природною комутацією аналогічна силовій частині реверсивного керованого випрямляча, яка складається з $2m_2$ вентильних груп, де m_2 - число фаз на виході перетворювача. Змінний струм в навантаженні утворюється в результаті почергового відпирання вентильних груп. Всередині вентильної групи струм навантаження переходить з одного тиристора до іншого, як і в керованому випрямлячі, в межах зони природної комутації. БПЧ з природною комутацією відрізняється від реверсивного випрямляча законом керування тиристорами.

БПЧ з природною комутацією можуть живитися або від однофазної, або від трифазної мережі змінного струму. За числом фаз вихідної напруги вони діляться на однофазні і багатофазні.

Перетворювачі, що живляться від однофазної мережі, мають обмежене використання (рухомий транспорт, що живиться від контактної мережі змінного струму) через значно більшої встановленої потужності елементів силової частини в порівнянні з перетворювачами, що живляться від трифазної мережі. Перетворювачі, що живляться від трифазної мережі, використовують в електроприводі з електродвигунами змінного струму, в автономних об'єктах (літаки, пароплави) - для отримання стабілізованої за частотою і амплітудою вихідної напруги, в установках для перемішування рідкого металу - в дугових сталеплавильних печах та ін.

Принцип формування вихідної напруги БПЧ з природною комутацією розглянемо на прикладі трифазно-однофазної схеми з середньою точкою, зображеної на рис. 7.5. Перетворювач складається з двох трифазних випрямлячів, перший (I) з яких підключений до фаз трансформатора анодами (VS_1 - VS_3), а другий (II) - катодами (VS_4 - VS_6).

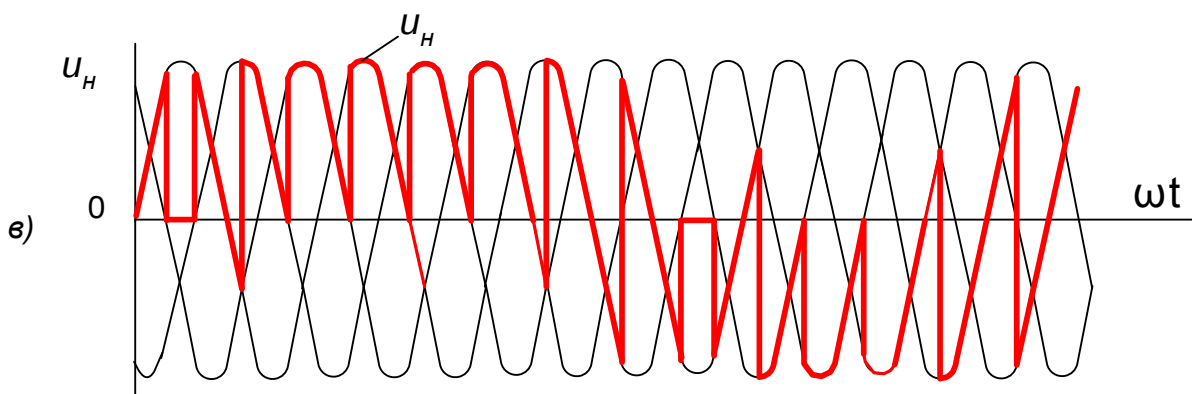
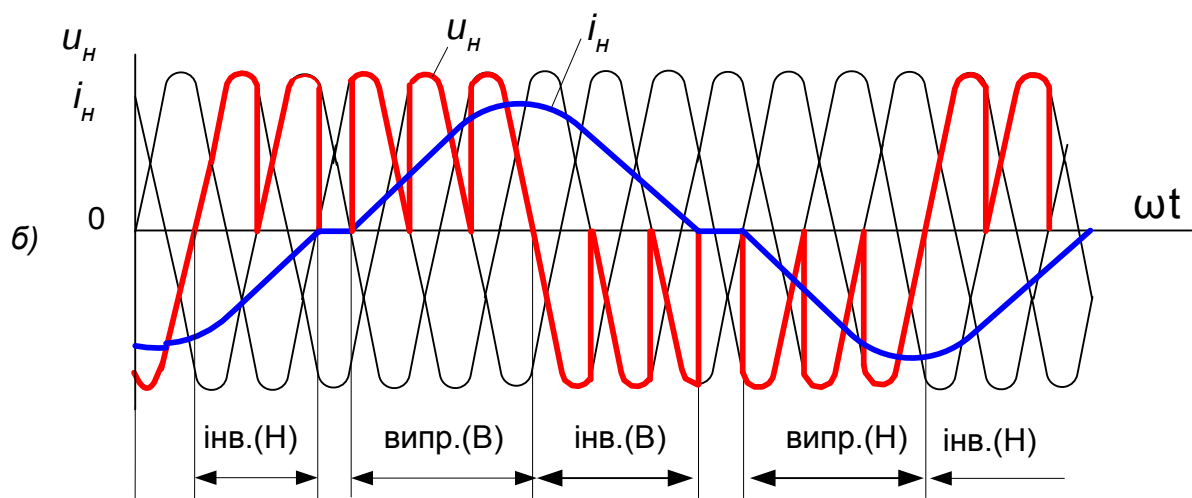
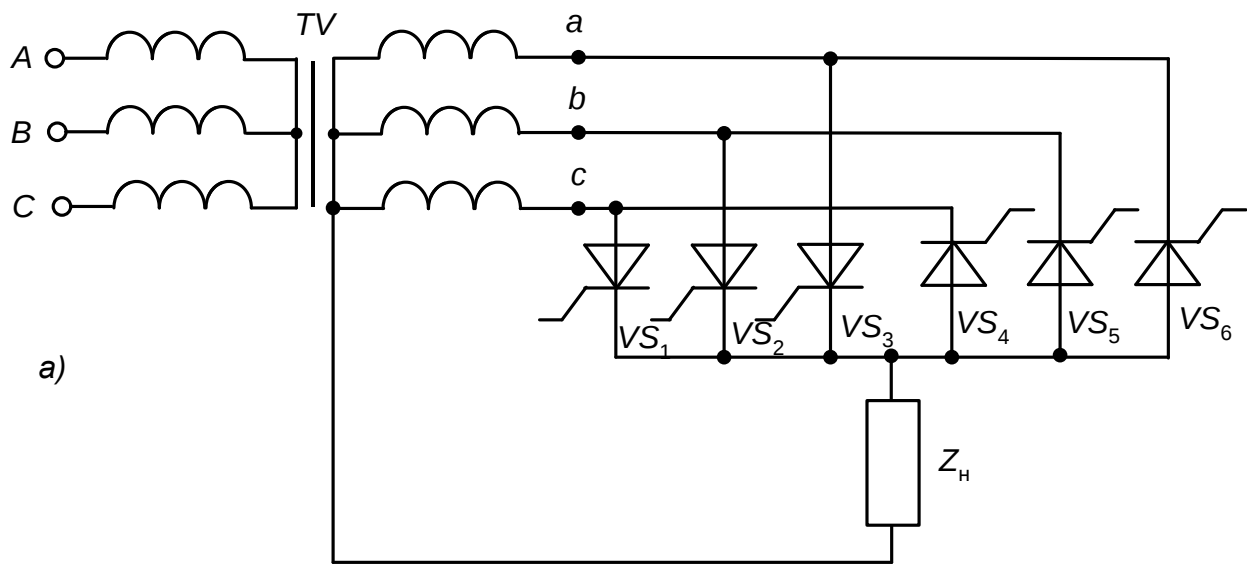


Рис. 7.5

Будемо рахувати, що навантаження чисто активне, втрати на тиристорах і трансформаторі відсутні. Додатній півперіод вихідної напруги формується при почерговому переключенні за допомогою тиристорів VS_1 - VS_3 навантаження з однієї фази мережі живлення на іншу. Таке

переключення можливе за умови, що потенціал фази, до якої підключається навантаження, більше потенціалу фази, до якої вона була підключена (рис. 7.5, б).

При перемиканні комплектів В і Н на виході формується двополярна однофазна напруга. В схемі можливі **два закони керування - прямокутний і синусоїдний.**

При прямокутному керуванні на протязі півхвилі струму на один комплект подаються імпульси керування з кутом керування (кутом затримки) $\alpha = \text{const}$ доки цей комплект працює у випрямному режимі, а потім з кутом керування (кутом випередження) $\beta = \alpha$, коли для зменшення струму необхідний перехід в інверторний режим (рис. 7.5, б). Після безструмової паузи аналогічно подаються імпульси керування до другого комплекту тиристорів.

При синусоїдному керуванні кут керування α безперервно змінюється з таким розрахунком, щоб гладка складова вихідної напруги змінювалась за синусоїдним законом (рис. 7.5, в).

Запитання для самоконтролю

1. Приведіть класифікацію перетворювачів частоти.
2. Поясніть переваги і недоліки ПЧ з проміжною ланкою постійного струму і ПЧ з безпосереднім зв'язком.
3. Приведіть схему ПЧ з проміжною ланкою постійного струму на основі керованого випрямляча і АІН і поясніть призначення елементів схеми.
4. Наведіть схему і поясніть роботу безпосереднього перетворювача частоти.

Список літератури

Основна література

1. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками “Електромеханіка” та “Електротехніка”: У 4-х т. /Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В. та ін. т.1. Елементна база електронних пристроїв. – К.: Обереги, 2000.
2. Руденко В.С., Сенько В.І., Чиженко І.М. Преобразовательная техника. - 2-е изд., Киев: Вища школа, 1983.
3. Руденко В.С., Сенько В.І., Чиженко І.М. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. - 2-е изд., - М.: Высш. школа, 1980.
4. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікро-схемотехніка: теорія і практикум: Навч. посіб. 2-е вид. – К.: Каравела, 2004, - 432 с.
5. Руденко В.С., Сенько В.І., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Выща шк. 1985.
6. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
7. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. –М.: ВШ, 1982.
8. Електроніка та мікросхемотехніка [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів напрямку підготовки 6.050702 "Електромеханіка"/ А.А. Щерба, К.К. Победаш, В.А. Святненко; - Київ, НТТУ "КПІ", 2013. Режим доступу: <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/3569/>

Додаткова література:

9. Електротехніка та електроніка. Теоретичні відомості, розрахунки та дослідження за підтримкою комп'ютерних технологій: Навч. посіб. /Щерба А.А., Рябенький В.М., Кучеренко М.Є. та ін. – К.: "Корнійчук", 2007, - 488 с. з іл.
10. Основи схемотехніки електронних систем: Підручник /В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.І.Жуйков та ін. – К.: Вища шк., 2004.

Навчальне видання

Побєдаш Костянтин Каленикович

Святненко Вадим Анатолійович

**СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ**

Навчальний посібник