

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«НАЦІОНАЛЬНИЙ ГІРНИЧИЙ УНІВЕРСИТЕТ»



М.М. Казачковський

АВТОНОМНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Навчальний посібник
Видання друге, виправлене та доповнене

Дніпро
НГУ
2017

УДК 621.314

К14

Рекомендовано вченою радою як навчальний посібник для студентів спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка (протокол №20 від 26.12.2017)

Рецензенти:

В.С. Хілов – д-р техн. наук, проф. (Національний гірничий університет);

Д.В. Циценков – канд. техн. наук, доц. (Національний гірничий університет).

Казачковський М.М.

К14 Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти: навч. посіб. [Електронний ресурс] / М.М. Казачковський ; М-во освіти і науки України, Нац. гірн. ун-т. – Електрон. текст. дані. – 2-ге вид., випр. та допов. – Дніпро.: НГУ, 2017. – 324 с. – Режим доступу: <http://nmu.org.ua> (дата звернення: 27.12.2017). – Назва з екрана.

ISBN 978-966-350-673-9

Зміст видання відповідає освітній програмі підготовки бакалаврів зі спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка та програмі дисципліни «Силові перетворювачі автоматизованих електроприводів».

Розглянуто напівпровідникові ключі сучасних перетворювачів енергії, переривники постійного струму (широко-імпульсні перетворювачі), автономні інвертори напруги та струму, дволанкові та безпосередні перетворювачі частоти, імпульсні джерела живлення (*DC/DC*-перетворювачі, джерела безперебійного живлення).

Для кожного зі згаданих перетворювачів проаналізовано принцип дії, характер електромагнітних процесів, основні співвідношення та характеристики, способи керування, регульовальні властивості, вибір елементів силового кола, шляхи поліпшення енергетичних показників, сфери використання. Значну увагу приділено автономним інверторам напруги (особливо з ШІМ) та перетворювачам частоти на їх основі, а також специфіці використання перетворювачів у складі електропривода (роботі на проти-ЕРС та в режимі рекуперації).

Іл. 293. Табл. 17. Бібліогр.: 47 назв.

УДК 621.314

ISBN 978-966-350-673-9

© М.М. Казачковський, 2017

© Державний ВНЗ «НГУ», 2017

ЗМІСТ

Передмова	6
Розділ 1. СИЛОВІ КЛЮЧІ ВЕНТИЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	7
1.1. Одноопераційні тиристори	8
1.2. Біполярні силові транзистори	13
1.3. Силові польові транзистори	16
1.4. Біполярні транзистори з ізольованим затвором	17
1.5. Двоопераційні тиристори	18
1.7. Силові модулі ♦	21
1.8. Драйвери	24
1.9. Ключі та модулі з інтегрованою системою захисту	30
1.10. Порівняння та сфери застосування силових ключів	32
Розділ 2. ПЕРЕРИВНИКИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	36
2.1. Принцип імпульсного регулювання. Найпростіший послідовний переривник ♦	36
А) Робота послідовного переривника на RL -навантаження	36
Б) Робота послідовного переривника на RLE -навантаження	38
2.2. Паралельний переривник ♦	40
2.3. Двоквадрантні переривники	44
2.4. Реверсивні (чотириквандрантні) переривники	46
2.5. Керування неревверсивними переривниками постійної напруги ♦	48
2.6. Керування мостовим переривником ♦	51
А) Симетричний закон комутації	51
Б) Несиметричні закони комутації	54
В) Почерговий закон комутації	59
2.7. Зовнішні характеристики переривника в режимі переривистого струму	62
2.8. Регульовальні характеристики переривників ♦	63
2.9. Вплив “мертвого часу” на характеристики переривника	68
2.10. Коливання вихідного струму переривника ♦	70
2.11. Багатофазні переривники	73
2.12. Порівняння переривників постійної напруги та керованих випрямлячів	74
2.13. Штучна комутація одноопераційних тиристорів	75
2.14. Електромеханічні процеси в електроприводі з переривниками постійного струму	81
Розділ 3. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ	87
3.1. Інвертор як елемент перетворювача частоти	87
3.2. Однофазний мостовий інвертор напруги з амплітудною модуляцією ♦	88
3.3. Однофазний інвертор зі спільною точкою навантаження	92
3.4. Трифазні АІН з амплітудною модуляцією ♦	94
А) Алгоритм комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 180°	94
Б) Алгоритм комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 120°	101

3.5. Робота автономного інвертора напруги на проти-ЕРС	102
3.6. Трифазні АІН зі штучною комутацією	106
А) Трифазний АІН із міжфазною комутацією	106
Б) Трифазний АІН із пофазною комутацією	108
В) Трифазний АІН зі спільною комутацією	109
3.7. Керування автономними інверторами з амплітудною модуляцією ♦ .	110
3.8. Автономні інвертори напруги з широтно-імпульсним регулюванням	115
А) Однофазний мостовий інвертор із ШІР	115
Б) Трифазний мостовий інвертор із ШІР	117
3.9. Автономні інвертори напруги з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією ♦	122
А) Однофазний АІН із ШІМ	122
Б) Трифазні АІН із ШІМ	125
В) Регульовальні характеристики АІН із ШІМ	132
3.10. Трирівневі інвертори ♦	134
А) Однофазні трирівневі інвертори	134
Б) Трифазний трирівневий інвертор	135
В) Трирівневі інвертори з ШІМ	142
3.11. Складені інвертори напруги	145
3.12. ШІМ просторового вектора напруги трифазного інвертора	148
3.13. Релейне керування вихідним струмом трифазних інверторів напруги.	158
Розділ 4. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ	167
4.1. Особливості автономних інверторів струму	167
4.2. Однофазні автономні інвертори струму	169
А) Інвертор на цілком керованих ключах	169
Б) Інвертор струму на одноопераційних тиристорах	172
4.3. Трифазні автономні інвертори струму ♦	173
А) Трифазний АІС із відокремленими від навантаження комутуючими конденсаторами	175
Б) Трифазний АІС із комутуючими тиристорами	177
4.4. Комутаційні перенапруги в АІС та їх обмеження	178
4.5. Робота інвертора струму на проти-ЕРС	180
4.6. Інвертори струму з ШІМ	186
Розділ 5. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ІНВЕРТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ	191
5.1. Способи гальмування у перетворювачі частоти з інвертором напруги ♦	191
5.2. Взаємодія перетворювача частоти з живильною мережею ♦	194
А) Особливості вхідних випрямлячів	195
Б) Способи підвищення вхідних енергетичних показників	200
В) Придушення електромагнітних завад	204
5.3. Активні коректори коефіцієнту потужності	205
5.4. Активні випрямлячі ♦	209
5.5. Нерегульований діодно-транзисторний вхідний випрямляч	213
5.6. Способи поліпшення вихідних напруги та струму інверторів	216
5.7. Вибір силових елементів автономних інверторів ♦	218

А) Трифазний АІН з амплітудною модуляцією ($\lambda=180^\circ$)	218
Б) Трифазний АІН з амплітудною модуляцією ($\lambda=120^\circ$)	220
В) Автономний інвертор струму	221
Г) Автономний інвертор напруги з ШІМ	222
5.8. Аварійні режими та захист автономних інверторів і переривників постійного струму	223
5.9. Сучасні перетворювачі частоти для електроприводів	226
А) Основні ознаки та різновиди низьковольтних ПЧ	228
Б) Силові схеми	230
В) Закони частотного керування	231
Г) Системи автоматичного регулювання	234
Д) Прикладні функції	235
Е) Захисти	236
Є) ПЧ як засіб автоматизації	237
Ж) Діалогові засоби та настроювання	239
З) Електромагнітна сумісність	241
І) Конструкція, апаратні опції та вартість	241
К) Висновки	242
Розділ 6. БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ	246
6.1. Загальні відомості	246
6.2. Силові схеми БПЧ	246
6.3. Принцип дії БПЧ із природною комутацією ♦	251
6.4. Коефіцієнт потужності БПЧ із природною комутацією ♦	258
6.5. Керування БПЧ із природною комутацією	260
6.6. Вибір силових елементів БПЧ із природною комутацією	261
6.7. БПЧ із примусовою комутацією: принципи формування вихідної напруги	264
6.8. БПЧ з інверсією кута зсуву	268
6.9. Порівняння та сфери застосування перетворювачів частоти	270
Розділ 7. ІМПУЛЬСНІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ	274
7.1. Імпульсні джерела живлення постійного струму	274
7.2. Джерела безперебійного живлення	281
7.3. Квазірезонансні перетворювачі з м'якою комутацією	284
А) Перетворювачі з комутацією в нулі струму	285
Б) Перетворювачі з комутацією в нулі напруги	289
Список літератури	291
Додаток 1. Перелік розрахункових прикладів	294
Додаток 2. Основні співвідношення в перетворювачах енергії	295
Додаток 3. Короткий словник англomовних термінів із перетворювальної техніки	297
Додаток 4. Перетворювачі частоти провідних виробників	312
Основні скорочення	319
Список позначень	320
Предметний покажчик	321

ПЕРЕДМОВА

Якщо комп'ютер є мозком сучасних технологій, то силова електроніка (дуже часто у складі електроприводу) – її м'язи. Прогрес у галузі перетворювальної техніки був причиною більшості революцій в електроприводі. Сьогодні перетворювачі частоти є єдиним різновидом перетворювачів енергії для електроприводів змінного струму, за допомогою яких можна реалізувати глибоке та економічне регулювання швидкості. Саме ці перетворювачі внаслідок бурхливого прогресу у виробництві цілком керованих напівпровідникових ключів набули останніми роками найбільш динамічного розвитку, зробивши асинхронні та синхронні електроприводи конкурентноспроможними порівняно з електроприводами постійного струму в багатьох галузях промисловості.

У посібнику розглянуто елементну базу, схеми силових кіл, принцип дії, режими роботи, електромагнітні процеси, принципи керування та енергетичні показники автономних перетворювачів (переривників постійного струму, інверторів напруги та струму), а також перетворювачів частоти (двоступеневих та безпосередніх).

Хоча сфера використання переривників в електроприводі звужується внаслідок експансії перетворювачів змінного струму, проте зростає їхня роль в інших галузях (імпульсні джерела живлення, коректори коефіцієнту потужності тощо). Крім того, з методичної точки зору (внаслідок певної схожості силових схем та алгоритмів керування) знайомство з ними є першим кроком до вивчення автономних інверторів.

Подано роботу перетворювачів на проти-ЕРС (у тому числі в режимі рекуперації), способи поліпшення їхніх енергетичних показників. Докладно розглянуті найбільш перспективні різновиди перетворювачів (інвертори напруги з широтно-імпульсною модуляцією та безпосередні перетворювачі частоти зі штучною комутацією).

Ця книга писалася не стільки для розробників перетворювальної техніки (таких, на жаль, у нашій країні небагато), скільки для її споживачів, які використовують цю техніку для вирішення своїх професійних задач. Тому автор намагався завжди відповідати принаймні на три запитання: як це влаштовано, як це працює і які споживчі якості має. Особливість посібника – у великій кількості ілюстрацій (понад 290), які подають схемотехнічні рішення та пояснюють перебіг електромагнітних процесів у перетворювачах. Кожен із розділів має контрольні запитання, розрахункові приклади та вправи для самостійного опрацювання.

Посібник призначений для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Він може бути корисним і для інших спеціальностей електромеханічного і електротехнічного профілю, а також інженерно-технічних працівників, які зайняті проектуванням, налагодженням та експлуатацією засобів перетворювальної техніки та автоматизованого електроприводу.

РОЗДІЛ 1. СИЛОВІ КЛЮЧІ ВЕНТИЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Навчальні цілі: ознайомлення з конструкцією, параметрами, експлуатаційними властивостями та сферами застосування сучасних силових напівпровідникових ключів та модулів

Процес перетворення енергії в сучасних вентильних перетворювачах здійснюється за допомогою напівпровідникових приладів, які працюють у ключовому режимі. У цьому режимі ключ може мати лише два стани: відкритий і закритий. В обох станах втрати в напівпровідниковому приладі невеликі, хоча в процесі перемикання вони можуть бути суттєвими. Такі важливі показники перетворювачів та електроприводів на їх основі, як вартість, габарити та маса, коефіцієнт корисної дії, швидкодія, діапазон регулювання, точність, надійність визначаються насамперед параметрами та можливостями силових ключів. З удосконаленням елементної бази силовой електроніки пов'язана більшість революцій, які сталися в електроприводі. Основними етапами розвитку силових ключів були:

- 1904 р. – електронна лампа (діод);
- 1907 р. – електронний тріод;
- 1922 р. – ртутні та газонаповнені вентиля (ігнітрони, тиратрони);
- 1948 р. – біполярний транзистор;
- 1952 р. – SCR-тиристор;
- 1954 р. – силовий напівпровідниковий діод (10 А, 200 В);
- 1959 р. – тиристорний випрямляч;
- 1961 р. – GTO-тиристор;
- 1963 р. – MOSFET-транзистор;
- 1974 р. – складений транзистор Дарлінгтона;
- 1980-ті рр. – IGBT-транзистор;
- 1985 р. – інтегральні силові модулі;
- 1990-ті рр. – IGCT-тиристор.

Напівпровідниковий ключ для комутації потужних навантажень можна вважати ідеальним, якщо він має:

- великий припустимий струм (діючий, середній, ударний);
- високу припустиму напругу (тривалу, імпульсну повторювану, імпульсні неповторювані перенапруги);
- спроможність до швидкого перемикання;
- малі втрати (статичні у відкритому стані та динамічні в процесі перемикання);
- високу частоту перемикань як наслідок двох попередніх умов;
- високу надійність;
- компактну конструкцію.

Силові ключі (вентиля) мають два можливих стани: ввімкнено (опір близький до нуля) та вимкнено (опір наближається до безконечності). Вони поділяються на некеровані (діоди) та керовані (тиристори, транзистори). Стан

некерованих ключів цілком визначається знаком прикладеної до них напруги, а стан керованих, крім того, – ще й наявністю керуючої напруги на керуючому електроді (затворі, базі). Використовують керовані ключі двох різновидів:

- цілком керовані ключі, які можна не тільки відкрити, а й закрити за допомогою керуючого сигналу (транзистори, двоопераційні тиристори);
- ключі з обмеженим керуванням (півкеровані), що тільки відкриваються шляхом подачі до керуючого електрода керуючої напруги, а закритися здатні лише після зникнення анодного струму (одноопераційні тиристори).

1.1. Одноопераційні тиристори

У сучасних вентильних перетворювачах використовують два різновиди тиристорів: звичайні, або одноопераційні тиристори (*Silicon Controlled Rectifier, SCR*), та двоопераційні (тиристори, які запираються або повністю керовані). Одноопераційні тиристори – півкеровані ключі. Їхні вольт-амперна характеристика (ВАХ) та схема вмикання наведені на рис. 1.1.

Вигляд ВАХ тиристора залежить від рівня струму керування I_K . Якщо цей струм досить великий, вона нічим не відрізняється від ВАХ діода (лінія 0-9-7-5-6). Коли керуючий струм відсутній, то виглядає, як лінія 0-1-2-3-4-8-7-5-6. Як видно з рис. 1.1, на відрізку ВАХ 0-1-2-3 внутрішній опір тиристора набагато більший, ніж на відрізку 9-7-5-6. Окрім ВАХ тиристора, тут зображені також ВАХ зовнішнього кола (джерело анодної напруги E та опір навантаження R). Це прямі лінії, які описуються рівнянням:

$$U = E - IR.$$

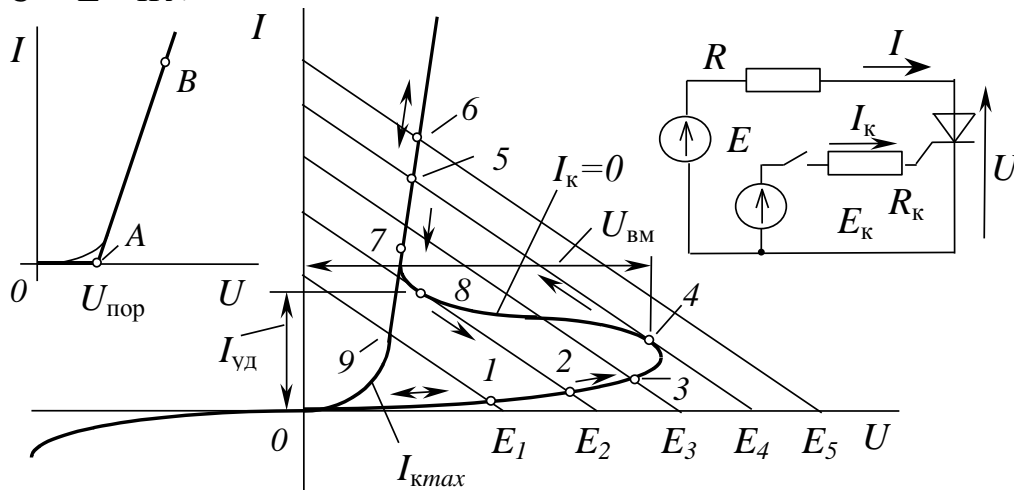


Рис. 1.1. Вольт-амперні характеристики одноопераційного тиристора

Розглянемо процеси відкриття та закриття тиристора зміною напруги в колі анода (керуючий струм відсутній). Якщо підвищувати анодну напругу від 0 до E_3 , тиристор працює в точках 0, 1, 2, 3, а струм анода майже відсутній (тиристор закритий). Коли $E=E_4$, ВАХ зовнішнього кола торкається ВАХ тиристора у т. 4. Найменше зростання напруги джерела призводить до стрибкоподібного переходу до т. 5, яке супроводжується різким збільшенням анодного струму та зменшенням спаду напруги поміж анодом та катодом (тиристор відкривається). З подальшим збільшенням напруги анодний струм

швидко зростає (т. 6). Зниження напруги має наслідком переміщення робочої точки донизу (т. 5, 7). Якщо $E=E_4$, ВАХ зовнішнього кола знову стає дотичною до ВАХ тиристора (тепер у т. 8). Навіть невелике зменшення анодної напруги переводить тиристор із т. 8 до т. 2 (тиристор закривається, спад напруги поміж анодом та катодом різко зростає, а струм падає). Подальше зниження напруги пересуває робочу точку траєкторією 2-1-0. Таким чином, траєкторія закриття тиристора не збігається з траєкторією відкриття (ВАХ має гістерезис). Абсциса т. 4 називається напругою вмикання $U_{вм}$, а ордината т. 8 – струмом удержання $I_{уд}$.

Розглянутий спосіб вмикання не тільки не являє собою ніякої практичної цінності, але й може мати наслідком пошкодження *pn*-переходу. У вентильних перетворювачах тиристори вмикають шляхом збільшення керуючого струму. Нехай джерело має напругу $E=E_3$, а керуючий струм відсутній (тиристор закритий і працює у т. 3). Різке підвищення керуючого струму призводить до різкого зменшення напруги вмикання, і тиристор відкривається, переходячи в т. 7. Навіть якщо після цього струм керування знову зникне, тиристор і надалі працюватиме у т. 7, залишаючись відкритим. Закриється він тільки тоді, коли анодний струм стане меншим від струму удержання.

Отже, одноопераційні тиристори відкривають, подаючи до керуючого електрода короткий імпульс струму керування. Закриваються вони внаслідок зміни полярності ЕРС E джерела живлення (у перетворювачах із природною комутацією) або за допомогою спеціальних пристроїв штучної комутації, де струм розряду комутуючого конденсатора спрямовують назустріч струмові тиристора, щоб знизити його до рівня $I_{уд}$.

До основних параметрів тиристорів, які використовуються під час їх вибору, належать:

- * середній струм у відкритому стані $I_{вс.ср}$, I_{TAV} : максимально допустиме середнє за період значення прямого струму, що тривало протікає приладом (обмежується допустимою температурою *pn*-переходу і досягає кількох кілоампер);
- * повторна пряма імпульсна напруга в закритому стані $U_{зс.п}$, U_D : максимально допустима миттєва напруга, яка періодично прикладається до тиристора у прямому напрямку (характеризує рівень напруги, за якої тиристор не відкривається без керуючого імпульсу);
- * повторна імпульсна зворотна напруга $U_{зв.п}$, U_{RRM} : максимально допустима миттєва напруга, яка періодично прикладається до тиристора у зворотному напрямку (обмежується напругою пробою *pn*-переходу і досягає, як і попередній параметр, 5 кВ);
- * критична швидкість зростання анодного струму у відкритому стані $(di_{вс}/dt)_{кр}$, $(di_T/dt)_{crit}$, яка для низькочастотних тиристорів лежить у межах 50...100 А/мкс, а для швидкодіючих сягає 1250 А/мкс (перевищення цього

параметра може викликати локальне перегрівання та пошкодження pn -переходу);

* критична швидкість зростання напруги в закритому стані $(du_{zc}/dt)_{кр}$, $(du_D/dt)_{crit}$, що лежить у межах 50...1250 В/мкс (надто велика швидкість зростання прямої напруги може викликати самочинне відкриття тиристора без керуючого імпульсу, а зворотної – пробій pn -переходу);

* тривалість вимикання або поновлення запірних властивостей $t_{вим}$, t_g (час після зникнення анодного струму, протягом якого прикладання до тиристора прямої напруги призводить до його самочинного відкриття, тобто до втрати керованості);

* час вмикання $t_{вм}$, t_{gt} (необхідний для зростання прямого анодного струму до 90% його найбільшого значення при переході із закритого стану до відкритого).

Через кому в цьому переліку наведені позначення параметрів за міжнародними стандартами.

Крім того, у розрахунках використовуються також такі параметри:

* порогова напруга $U_{пор}$, U_T та динамічний опір у відкритому стані $r_{дин}$, r_T – параметри вольт-амперної характеристики (характеризують форму лінеаризованої ВАХ, див. рис. 1.1);

* імпульсний відкриваючий струм керування $i_{к.відкр.п}$, I_{GD} (необхідний для відкривання тиристора);

* захисний показник I^2t (характеризує здатність тиристора до короткочасних перевантажень).

Якщо реальну ВАХ відкритого тиристора замінити її дотичною АВ (див. рис. 1.1), то падіння напруги в тиристорі обчислюється так:

$$\Delta U = U_{пор} + I r_{дин},$$

а потужність втрат у відкритому стані

$$\Delta P = I \cdot \Delta U = I U_{пор} + I^2 r_{дин}.$$

Порогова напруга $U_{пор}$ для більшості тиристорів складає 1...1,5 В. Динамічний опір тиристора $r_{дин} = dU/dI$ характеризує нахил ВАХ, тобто міру його неідеальності, як ключа. Зі зростанням потужності тиристора він швидко зменшується. З достатньою точністю його можна вважати обернено пропорційним максимально допустимому середньому струму. Для низькочастотних тиристорів $r_{дин} = 291/I_{м.вс.ср}$, мОм; для швидкодіючих $r_{дин} = 324/I_{м.вс.ср}$, мОм.

Система позначень тиристорів різних типів базується на їх класифікації за принципом дії, конструкцією, допустимою напругою та швидкодією (рис. 1.2).

Види тиристорів:

- звичайний (Т);

- симетричний (ТС);
- оптронний (ТО);
- тиристор-діод або асиметричний тиристор (ТД).

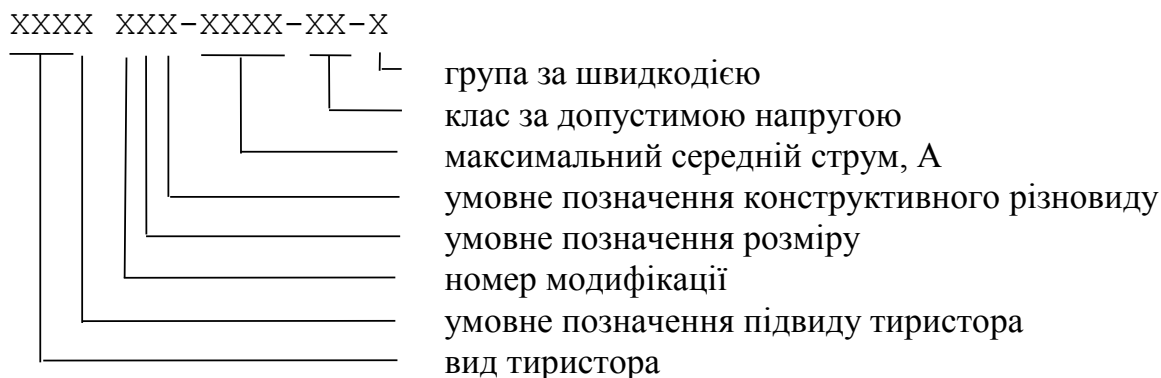


Рис. 1.2. Система позначень типів тиристорів

Умовне позначення звичайного тиристора наведено на рис. 1.3,а.

Симетричний тиристор (симістор, триак) – прилад із двобічною провідністю (в одному кристалі кремнію реалізовано два тиристори, ввімкнені зустрічно-паралельно). Умовне графічне позначення симістора наведено на рис. 1.3,б. Використовується у реверсивних випрямлячах, безпосередніх перетворювачах частоти та переривниках змінного струму.

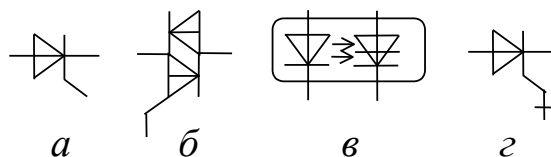


Рис. 1.3. Графічні позначення тиристорів

Оптронний тиристор (оптотиристор) – це з'єднання в одному приборі світлодіода (джерела світла) та фототиристора (тиристора, керованого світлом). Умовне позначення – рис. 1.3,в.

Підвиди тиристорів:

- швидкодіючий (ТБ) – час вимикання менший за 63 мкс, час вмикання менший за 4 мкс (використовують в автономних інверторах із ШІМ та переривниках постійного струму з частотою комутації до 10 кГц);
- швидковимиканий, або високочастотний (Ч) – час вимикання менший за 63 мкс;
- швидковимиканий, або імпульсний (И) – час вмикання менший за 4 мкс.

Конструктивні виконання тиристорів:

- безкорпусний (для використання у тиристорних модулях);
- штирьовий із гнучким або жорстким випуском (рис. 1.4,а);
- таблетковий (рис. 1.4,в) із можливістю двобічного охолодження;
- фланцевий (рис. 1.4,б).

На рис. 1.4 цифрою 1 позначений керуючий електрод, цифрою 2 – основа, що притискається до охолоджувача. Тиристор таблеткової конструкції має плоскі анод та катод, до яких з обох боків притиснуті охолоджувачі.

Тиристори всіх видів та підвидів поділяються на класи за значеннями напруг U_D і U_{RRM} . Умовне позначення класу – число, яке дорівнює допустимій напрузі (у вольтах), поділеній на 100.

Групи тиристорів за швидкодією позначаються однозначною цифрою від 0 до 9 (збільшення номера групи відповідає збільшенню швидкодії).

Приклад умовного позначення тиристора: ТБ151-63-6-445 – тиристор швидкодіючий, першої конструктивної модифікації, розмір шестигранника “під ключ” 27 мм, конструктивне виконання штирьове з гнучким випуском. Середній струм 63 А, напруга 600 В (6 клас), четверта група за критичною швидкістю зростання напруги, четверта група за часом вимикання, п’ята група за часом вмикання.

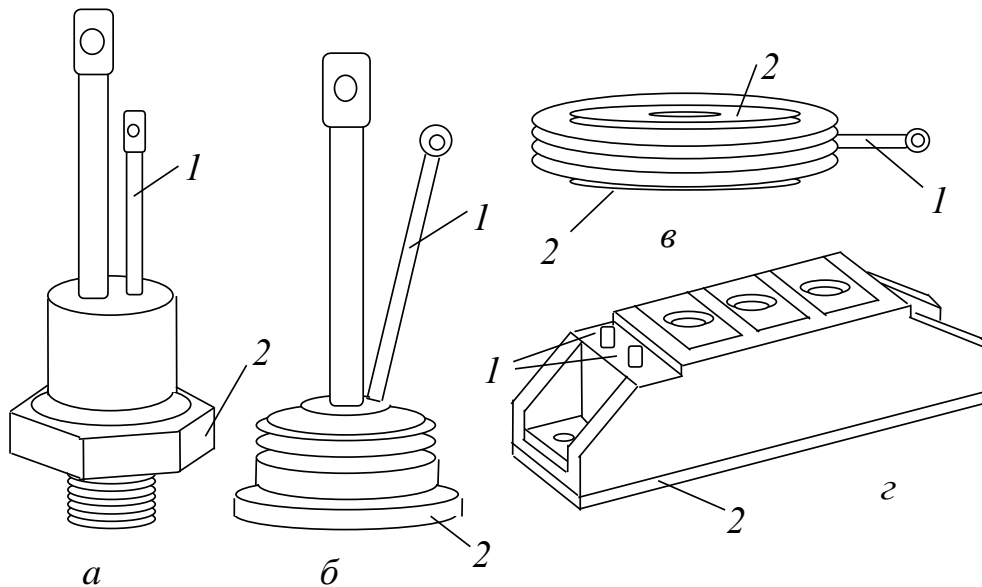


Рис. 1.4. Конструктивні різновиди тиристорів

Так само стандартизоване умовне позначення силових діодів (перша літера означає діод): ДЧ253-200-10-356.

Для обмеження похідної напруги під час закриття тиристора паралельно йому вмикають RC - або RCD -ланцюг (інакше – снабер, рис. 1.5). Конденсатор, заряджаючись, уповільнює зростання напруги. Резистор обмежує розрядний струм конденсатора під час відкриття тиристора. RC - або RCD -ланцюги розташовують поряд із тиристором, щоб звести до мінімуму паразитні індуктивності сполучних проводів. Діод сприяє швидшому закриттю тиристора (анодний струм на початку закриття переходить через нього на конденсатор).

Якщо анодний струм перевищує допустимий струм тиристора, застосовують паралельне з’єднання. Внаслідок неідентичності параметрів окремих екземплярів тиристорів струм між ними (особливо під час вмикання) розподіляється нерівномірно. Для вирівнювання струмів використовують індуктивні подільники (рис. 1.6,а).

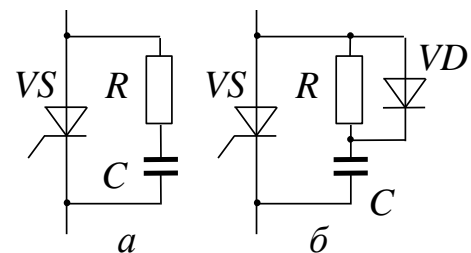


Рис. 1.5 RCD -ланцюги

Якщо допустима напруга тиристорів недостатня, їх з'єднують послідовно. Для вирівнювання напруг на закритих тиристорах паралельно кожному з них вмикають резистор (рис. 1.6,б). RC-ланцюги вирівнюють напруги у динамічних режимах.

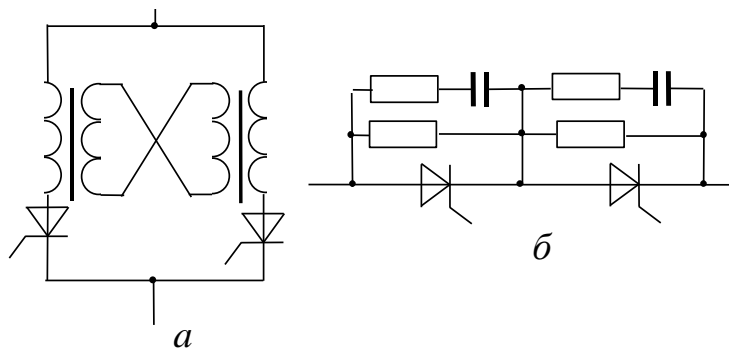


Рис. 1.6. Паралельне та послідовне з'єднання тиристорів

До переваг *SCR*-тиристорів порівняно з іншими напівпровідниковими ключами належать найвища перевантажувальна здатність, найнижчі втрати у відкритому стані, висока надійність. До недоліків слід віднести неповну керованість (неможливість закриття через керуючий електрод) та низька частота перемикань. Типова сфера їх застосування – перетворювачі з природною комутацією (керовані випрямлячі, тиристорні переривники змінної напруги, безпосередні перетворювачі частоти, ведені навантаженням інвертори).

1.2. Біполярні силові транзистори

Транзистори, на відміну від тиристорів, – повністю керовані прилади. Вони більш швидкодіючі, але менш потужні, менш стійкі до перевантажень, нездатні витримати значну зворотну напругу, мають меншу критичну швидкість зростання струму. У перетворювачах енергії біполярні транзистори використовуються виключно у ключовому режимі. За принципом дії силовий біполярний транзистор (*Bipolar Power Transistor, BPT*) нічим не відрізняється від малопотужного, який використовують в інформаційній електроніці. Деякі особливості конструкції та параметрів обумовлені саме їх більшою потужністю. Так, силові транзистори мають менший коефіцієнт передачі за струмом, бо для зменшення падіння напруги в них збільшено струм бази. Для зменшення потужності керуючого сигналу використовують т. зв. схему Дарлінгтона, або складений транзистор (рис. 1.7).

До його складу входять два або три транзистори, ввімкнені каскадно. Найменш потужний транзистор *VT1* керує транзистором *VT2*, той – найбільш потужним *VT3*. Схема Дарлінгтона поводить себе як поодинокий транзистор із досить великим коефіцієнтом передачі за струмом $\beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3$, але має меншу швидкодію.

Для підвищення швидкості закривання ключа використовують т. зв. “активне запирання” (вимикання зворотним струмом бази). Для цього, крім зняття з бази позитивного потенціала

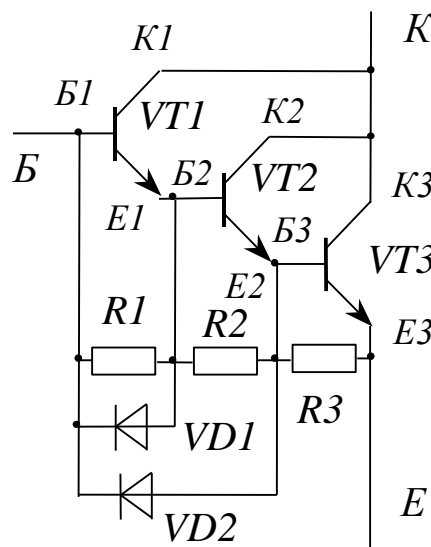


Рис. 1.7. Схема Дарлінгтона

лу, до неї подають короткий імпульс негативного струму. Діоди $VD1$, $VD2$ забезпечують одночасну подачу негативного потенціалу на бази всіх транзисторів. Резистори $R1$, $R2$, $R3$ призначені для прискорення відкриття ключа. У закритому стані транзисторами тече невеликий струм відсічки (наприклад, струм відсічки $VT2$ – колом $K-K2-E2-R3-E$). Внаслідок падіння напруги у резисторах до переходів “база – емітер” прикладений невеликий позитивний потенціал, який дещо зміщує його у напрямку відкриття. Це призводить до збагачення pn -переходу носіями зарядів та прискорення процесу відкриття після отримання на базу позитивного потенціалу.

Область безпечної роботи (ОБР) транзистора – це діапазон зміни струму колектора та напруги колектор-емітер, у якому забезпечується надійна робота ключа без погіршення його характеристик та параметрів (рис. 1.8). Розрізняють ОБР статичні (зона “а” на рис. 1.8) та динамічні (“б”) ОБР. Статична ОБР відображає припустимі режими транзистора у тривалому режимі, динамічна – в імпульсному. Надмірне зростання струму призводить до струмового пробою структури (лінії 1), температури – до теплового пробою (лінії 2), тривалості імпульсу струму – до вторинного пробою (лінії 3), напруги – до лавинного пробою (лінії 4). Розміри ОБР залежать від характеристик режиму роботи. Як видно з рис. 1.8, ОБР звужується зі зростанням температури корпусу приладу та тривалості імпульсу струму. Задачею розробника є забезпечення роботи ключа у межах ОБР за тих умов, у яких передбачено експлуатацію перетворювача.

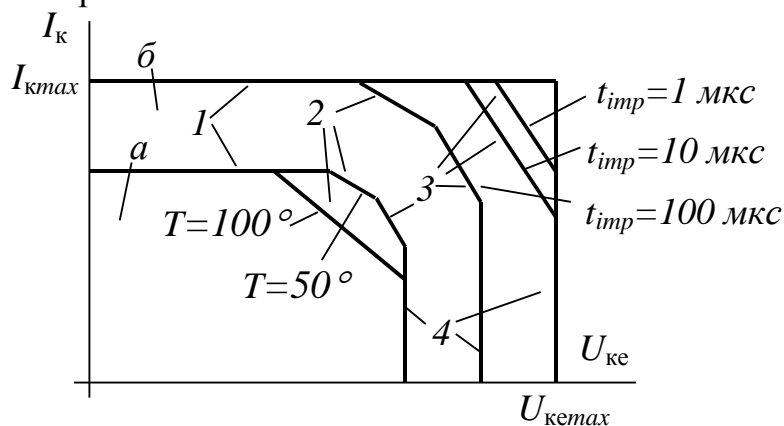


Рис. 1.8. Області безпечної роботи транзисторів

На рис. 1.9,а лініями 1 та 2 зображені ВАХ транзистора з мінімальним та максимальним рівнями базового струму, лінією 3 – ВАХ зовнішнього кола (джерела живлення та навантаження) $U_{ке} = U_d - I_k R_n$. Точка А відповідає режиму насичення, коли транзистор цілком відкритий, а точка В – режиму відсічки, коли він закритий.

Якби струм бази змінювався повільно, транзистор переходив би з відкритого стану до закритого і навпаки через активний режим уздовж лінії 3, переходячи з однієї своєї проміжної статичної ВАХ до іншої. Та стрибкоподібне зникнення базового струму не може викликати миттєве закриття транзистора, бо колекторний струм завдяки індуктивним елементам L_n у

складі навантаження швидко не спадає. Тому траєкторією вимикання буде лінія 4, вздовж якої напруга на транзисторі змінюється швидше, ніж струм. До того ж унаслідок немиттєвого відкривання діода до транзистора на початку його вимикання прикладається ЕРС самоіндукції навантаження, наслідком чого може бути вихід траєкторії за межі ОБР.

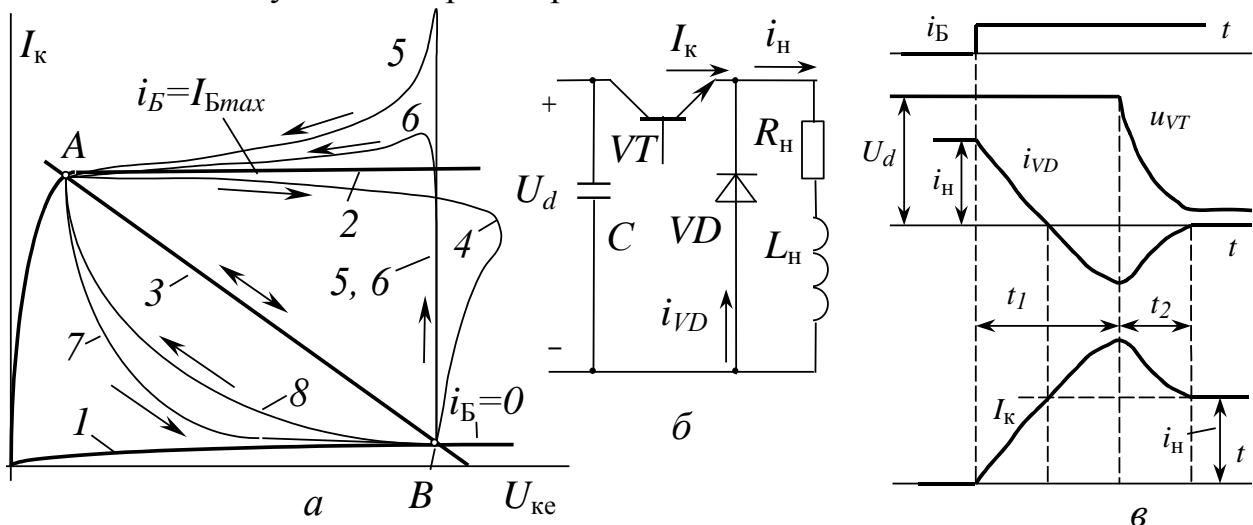


Рис. 1.9. Процес перемикання транзисторного ключа

Коли транзистор закритий, струм навантаження i_H продовжує текти, але вже через діод VD (рис. 1.9,б). Цей струм звичайно не встигає змінитися до того моменту, коли транзистор знову отримує відкриваючий імпульс. Тому його відкривання розпочинається за ще відкритого діода і супроводжується короткочасним коротким замиканням зарядженого конденсатора C через VT та VD . Оскільки у контурі короткого замикання індуктивність відсутня, струм колектора швидко зростає, напруга на транзисторі змінитися не встигає. Оскільки на поновлення запірних властивостей діода потрібен певний час (t_1 на рис. 1.9,в), струм через нього встигає короткочасно змінити знак, і транзистором тече не тільки струм навантаження, а й негативний струм діода. Лише після поновлення запірних властивостей діода його струм і напруга на транзисторі починають зменшуватися (інтервал t_2). Тому процес відкриття транзистора відбувається вздовж траєкторії 5. Струм транзистора на ній може у декілька разів перевищити струм навантаження. Для обмеження струму транзистора під час вмикання замість звичайних діодів використовують швидкодіючі з малою тривалістю поновлення запірних властивостей. Тоді негативний струм через діод не встигне досягти значної величини, а вмикання транзистора відбуватиметься траєкторією 6.

Усі три траєкторії 4, 5, 6 проходять у глибині області активного режиму, де втрати енергії ще більші, ніж на лінії 3. Якщо ці траєкторії вийдуть за межі області безпечної роботи, може бути порушена цілісність напівпровідникової структури.

Для зниження похідної напруги на транзисторі та втрат у ньому під час вимикання використовують $RLCD$ -ланцюги (т. зв. снабери або ланцюги

формування траєкторії перемикання), схема яких така, як і для тиристорів (див. рис. 1.5), або ж як на рис. 1.10.

Дросель, увімкнений послідовно з транзистором, обмежує швидкість зростання струму під час його вмикання. Діод *VD1* виконує функції зворотного. Через *VD2* електромагнітна енергія, накопичена в дроселі під час відкритого стану транзистора, віддається конденсатору, коли транзистор закривається.

Завдяки наявності *RLCD*-ланцюгів струм під час вмикання та напруга протягом вимикання транзистора зростають не так швидко, і перемикання відбувається по траєкторіях 7 та 8. Ці траєкторії розташовані поблизу областей насичення та відсічки з малими рівнями струму та спаду напруги і тому мають набагато менші втрати енергії, ніж усі розглянуті траєкторії. Таким чином, використання снаберів дозволяє полегшити тепловий режим ключів та збільшити допустиму частоту їх перемикання.

Для зменшення паразитних індуктивностей *RLCD*-ланцюги максимально наближені до транзистора, а силові шини мають мінімальну довжину.

Біполярні транзистори внаслідок обмежень на номінальну напругу та струм, низької стійкості до перевантажень, нерівномірного розподілу струмів при паралельному з'єднанні, великої потужності керування практично вичерпали можливості для подальшого розвитку і витісняються з ринку більш досконалішими ключами.

1.3. Силові польові транзистори

Польовий транзистор – напівпровідниковий прилад із чотирма виводами (витік, стік, затвор, підкладка). Графічне позначення польового транзистора з індукованим каналом *n*-типу показано на рис. 1.11. Витік та стік – силові виводи (подібно до колектора та емітера біполярних транзисторів), затвор виконує функцію керуючого електрода. Підкладка звичайно з'єднується зі стоком.

Силові польові транзистори, або транзистори, керовані полем, реалізовані за технологією “метал-окис-напівпровідник” (МОП, англійська назва *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET*). На відміну від біполярних, які керуються імпульсом струму, польові керуються напругою. Порівняно з біполярними транзисторами вони мають малу потужність керування, просту схему керування, малий струм відсічки, вищі швидкодію (у декілька разів), перевантажувальну здатність (у 2...2,5 рази), термостійкість та неможливість теплового пробою (внаслідок зростання внутрішнього опору зі збільшенням температури), можливість паралельного вмикання без використання вирівнювальних резисторів (потрібне лише розміщення транзисторів на спільному радіаторі), відсутність потреби в снаберах. Проте їх номінальні напруга та струм порівняно невеликі (до 100 А та 1000 В). Тому сфера

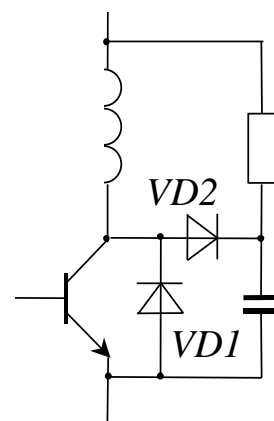


Рис. 1.10
RLCD-ланцюги

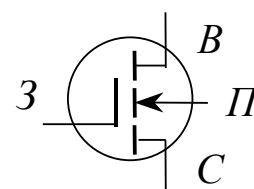


Рис. 1.11

їх застосування обмежена низьковольтними пристроями малої потужності (високочастотні інвертори та імпульсні джерела живлення з широтно-імпульсною модуляцією, твердотільні реле тощо).

Механізм самовирівнювання навантажень двох неідентичних паралельно ввімкнених МОН-транзисторів пояснює рис. 1.12. Їхні вихідні характеристики “стік–витік” у холодному стані зображені лініями 1 та 2. Спільній напрузі U_{DS} відповідають струми стоку I_1 та I_2 . Унаслідок позитивного температурного коефіцієнту опір обох ключів зростатиме, однак різною мірою, оскільки більш навантажений транзистор нагріватиметься до більшої температури. Тому остаточна різниця струмів нагрітих транзисторів буде набагато меншою (лінії 1' та 2' і струми I_1' та I_2').

Для польових транзисторів характерні незначні втрати під час перемикавання, відсутність (принаймні теоретична) нижньої межі робочої напруги. Тому вони є ідеальними ключами для низьковольтних високочастотних перетворювачів.

Основні параметри силових польових транзисторів:

- Максимальна напруга “стік – витік” U_{DS} ;
- Максимальний тривалий струм стоку I_D ;
- Максимальний імпульсний струм стоку I_{DM} ;
- Максимальна напруга “затвор-витік” U_{GS} ;
- Крутість характеристики $S = dI_D/dU_{GS}$, яка характеризує підсилювальні властивості ключа (аналог коефіцієнта передачі за струмом біполярного транзистора).

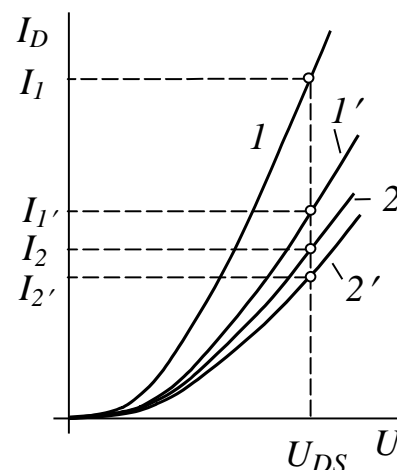


Рис. 1.12. Навантаження паралельно ввімкнених МОН-транзисторів

1.4. Біполярні транзистори з ізольованим затвором

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (або *Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT*) – своєрідний гібрид силового біполярного та керуючого польового транзисторів, реалізованих в одному кристалі (рис. 1.13). Вони поєднують у собі переваги обох типів приладів і мають більшу швидкодію та меншу потужність керування, ніж тиристори та біполярні транзистори, більші номінальні струм та напругу, ніж біполярні та польові транзистори, більшу переважувальну здатність при коротких замиканнях (до шестикратної) порівняно з біполярними транзисторами. Для них характерна велика стійкість до похідної напруги dU_{CE}/dt та менша схильність до самовільного відкриття порівняно з іншими напівпровідниковими ключами. Як і *MOSFET*-транзистори, вони придатні до паралельного вмикання.

Умовне графічне позначення *IGBT*-транзисторів досі остаточно не стандартизоване. Використовуються позначення, зображені на рис. 1.14.

Основні параметри *IGBT*-транзисторів:

- Максимальна припустима напруга колектор-емітер U_{CES} ;
- Максимальний тривалий струм колектора I_C ;
- Імпульсний струм колектора i_{CM} ;
- Напруга насичення колектор-емітер U_{CEsat} ;
- Крутість характеристики $S = dI_C/dU_{GE}$ (U_{GE} – напруга “затвор-емітер”).

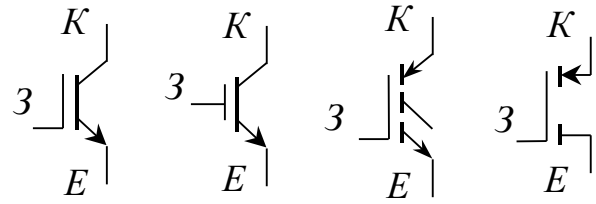


Рис. 1.14. Умовні позначення IGBT-транзисторів

Для відкриття IGBT-транзистора до його затвору слід подати позитивний потенціал. Щоб збільшити його стійкість до фактору dU/dt , електромагнітних завад та зменшити втрати на перемикання, на інтервалі закритого стану до затвору подають негативну напругу зміщення.

IGBT-транзистори випускаються у вигляді поодиноких ключів та модулів різного ступеня інтеграції. Високовольтні – у вигляді таблеток (як на рис. 1.4,в). До недоліків IGBT-транзисторів слід віднести підвищений спад напруги у відкритому стані (1,5...5 В), який зростає зі збільшенням номінальної напруги ключа, а також збільшення втрат на перемикання зі зростанням частоти комутації. Стандартна частота комутації для них – десятки кілогерц із перспективою підвищення до 150 кГц. Для них характерна можливість керування темпом зміни силового струму за допомогою затвору, що забезпечує ефективний захист від коротких замикань. Область застосування IGBT-транзисторів – перетворювачі малої та середньої потужності напругою до 6 кВ (насамперед із широтно-імпульсною модуляцією). Наприкінці 90-х років ХХ сторіччя вони стали основним різновидом ключів у перетворювачах для електроприводів, статичних компенсаторах реактивної потужності та силових активних фільтрах, потужних джерелах живлення, електротехнологічних установках, у нетрадиційній енергетиці. Цей тип ключів є найбільш перспективним для перетворювачів середньої потужності.

1.5. Двоопераційні тиристори

Двоопераційні тиристори (ДТ), або тиристори, що запираються, вимикні (міжнародна назва *Gate Turn-off Thyristor*, GTO-тиристори), відрізняються від одноопераційних тим, що здатні вимикатися за допомогою керуючого електрода (тобто вони – цілком керовані ключі). Відкриваються вони, як і звичайні тиристори, за допомогою позитивного потенціалу на керуючому електроді, а закриваються негативним потенціалом. Графічне зображення двоопераційного тиристора наведено на рис. 1.3,г.

Окрім параметрів, спільних із одноопераційними тиристорами, до основних параметрів двоопераційних належать:

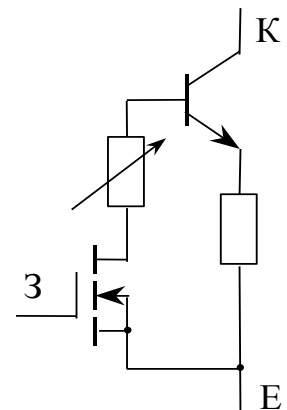


Рис. 1.13 Внутрішня структура IGBT-транзистора

- струм, що запирається I_3, I_{TGQ} (сягає 3000...4500 А);
- струм керування, що запирає $I_{к.з.і}, I_{RGM}$ (струм керуючого електрода, протікання якого має наслідком закриття тиристора);
- час вимикання за допомогою керуючого електрода $t_{к.вим}, t_{gq}$.

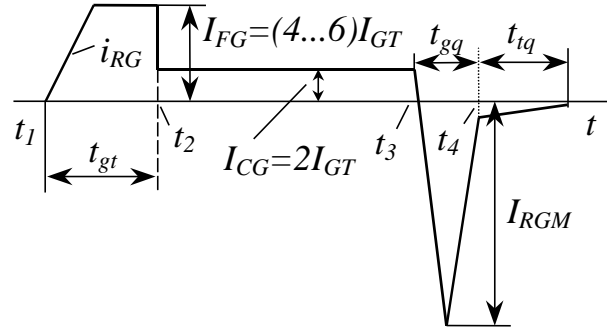


Рис. 1.15. Керуючий імпульс ДТ

Окрім повної керованості, особливість двоопераційних тиристорів – підвищена порівняно зі звичайними швидкодія (час вимикання сучасних *GTO*-тиристорів складає 6...25 мкс, час вмикання – 4 мкс, частота перемикачів – до 800...1000 Гц). Для їх закривання, проте, потрібен хоча й короткочасний, але досить великий струм керування (іноді досягає 20...100% того, який запирається). Це потребує використання досить потужних схем керування. Крім того, для них характерні збільшене падіння напруги у відкритому стані, більші керуючий струм під час вмикання та струм удержання. *GTO* поступається *IGBT* швидкодією, однак кращий від них за досяжними напругою та струмом, а також за рівнем спаду напруги у відкритому стані. Його основні статичні параметри вже можна порівняти з такими для звичайних тиристорів, хоча останні поки ще залишаються найбільш потужними напівпровідниковими приладами.

Вимоги до форми керуючого імпульсу ДТ специфічні (рис. 1.15).

Для відкривання тиристора в момент часу $t = t_1$ до його керуючого електрода треба подати позитивний імпульс струму з досить крутим (5...25 А/мкс) переднім фронтом (для зменшення втрат у тиристорі) та великою амплітудою I_{FG} , яка для забезпечення надійного відкривання повинна в 4...6 разів перевищувати струм I_{GT} , достатній для відкривання. Після того, як ДТ відкрився, нагальної потреби у протіканні керуючого струму немає, однак для забезпечення стійкості роботи тиристора доцільно підтримувати цей струм на рівні $I_{CG} = 2I_{GT}$ (струм підтримки) протягом усього потрібного інтервалу провідності $t_3 \dots t_2$. Крім того, наявність цього струму дещо зменшує падіння напруги у відкритому тиристорі.

Для закривання ДТ до його керуючого електрода треба подати негативний імпульс струму з амплітудою

$$I_{RGM} = I_{TGQ} / G_{gq},$$

де G_{gq} – коефіцієнт запирання (для більшості ДТ лежить у межах 3...5, для деяких сягає 15).

Передній фронт цього імпульсу повинен мати нахил di_{RG}/dt , оптимальний для конкретного типу ДТ. Його тривалість – не менша від часу закривання тиристора t_{gq} . Після зникнення анодного струму (момент $t = t_4$) протягом часу поновлення запірних властивостей ДТ t_{tq} його керуючим елект-

родом пропускають невеличкий негативний струм, який підвищує надійність роботи тиристора та рівень вимиканого струму.

У перетворювачах на *GTO*-тиристорах обов'язкове використання *RCD*-снаберів за схемою рис. 1.5,б. Оскільки такі тиристори мають набагато більшу порівняно з транзисторами припустиму швидкість зростання анодного струму, роль індуктивних снаберів може виконувати паразитна індуктивність шинопроводу силової схеми.

Потужні двоопераційні тиристори випускають у вигляді таблеток, меншої потужності – також у вигляді модулів (див. п. 1.7) разом зі зворотними діодами.

Типова сфера застосування – потужні та середньої потужності (до 15 МВА) автономні перетворювачі постійного і змінного струмів (переривники, інвертори), а також випрямлячі та безпосередні перетворювачі частоти з примусовою комутацією. Використання двоопераційних тиристорів, які не потребують застосування схем примусової комутації, значно покращує масогабаритні показники перетворювачів енергії. Так, після модернізації тягового перетворювача для електровозу кількість керованих ключів складала 9% порівняно зі схемою на одноопераційних тиристорах з ємнісною штучною комутацією (див. п.2.12), кількість діодів – 18%, потужність втрат – 41%, потужність кіл керування – 50%, маса – 60%, об'єм – 75%.

Наближення до ідеалу силового ключа можливе двома шляхами: через структуру транзистора та через структуру тиристора. Основні переваги тиристора – низькі втрати у відкритому стані, транзистора – швидкодія. До недавня було два реальних претенденти на застосування в області великих потужностей: *GTO*-тиристор із його громіздким снабером та *IGBT*-транзистор із притаманними йому великими статичними втратами.

Новий клас приладів – тиристор, у якому під час вимикання весь анодний струм переходить до кола керуючого електроду (затвору). Тому він отримав назву тиристора, комутованого через затвор (*Gate Commutated Thyristor, GCT*). Його конструкція базується на *GTO*-структурі, однак він має властивості біполярного транзистора в режимах перемикавання. Звідси його переваги:

- більш висока швидкодія порівняно з *GTO* (частота комутації може сягати 1 кГц для 6 кВ та 3 кГц для 3,3 кВ);
- менший спад напруги у відкритому стані на відміну від *IGBT*-транзисторів та *GTO*-тиристорів (у 1,5...2 рази);
- відсутня потреба в обмеженні dU/dt за допомогою індивідуальних снаберів;
- менші втрати під час вмикання (у 20...40 разів порівняно з *IGBT*);
- у кілька разів менша потужність керування та удвічі менші, ніж для *GTO*, габарити драйвера (проте більші, ніж для *IGBT*);
- висока надійність (у кілька разів вища порівняно з *GTO* та *IGBT*);

- менша маса перетворювача (у 2...3 рази);
- нижча питома вартість перетворювача (грн/МВт), ніж для *IGBT* (за потужностей, більших 1 МВА);
- можливість (на відміну від *GTO*-тиристорів) реалізації швидкодіючого зворотного діода у спільному кристалі з керованим ключем;
- можливість послідовного з'єднання тиристорів без підбору параметрів (хоча і з використанням індивідуальних снаберів).

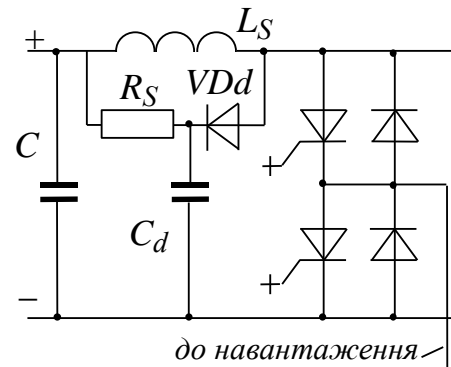


Рис. 1.16. Снабер *GCT*-тиристорів

Особливістю *GCT*-тиристора є те, що струм керування під час вимикання більший за анодний.

За допомогою подібних тиристорів можна реалізувати перетворювачі потужністю до 100 МВА для електроприводів, енергетики, транспорту.

Для обмеження темпу зростання анодного струму в перетворювачах на *GCT*-тиристорах використовують спільний індуктивний снабер на вході інвертора (рис. 1.16). Ланцюжок R_S , VDd забезпечує розряд накопиченої в індуктивності енергії після закриття тиристора, а конденсатор C_d обмежує короточасні перенапруги, які виникають під час перемикання тиристорів.

Поєднання *GCT* з формувачем імпульсів керування (драйвером) створює інтегрований *GCT*-тиристор (*Integrated Gate Commutated Thyristor, IGCT*), використання якого дозволяє значно спростити конструкцію перетворювача.

1.7. Силові модулі ♦*

Одним із напрямків розвитку електроніки, у тому числі силової, є збільшення ступеня інтеграції елементів. Інтеграція силових ключів відбувається шляхом об'єднання в одному корпусі (або навіть кристалі) керованого ключа зі зворотним діодом, кількох ключів і навіть силової частини всього перетворювача у цілому. Силові виводи такого модуля (або силової інтегральної схеми) електрично ізольовані від його основи, що дає можливість монтажу кількох модулів на спільному радіаторі. Усе це забезпечує зменшення габаритів та ціни, спрощує конструкцію, збільшує надійність засобів перетворювальної техніки. Крім того, позбавлення зовнішніх міжелементних з'єднань у силовій схемі сприяє зменшенню паразитних індуктивностей монтажу, обумовлених ними перенапруг та зростанню швидкодії схеми.

На рис. 1.17 наведені деякі варіанти схем силових інтегральних модулів: діодних (а...д), діодно-тиристорних (г...ж), тиристорних (з...к), *IGBT* (л...ц). Тиристорні та діодно-тиристорні модулі можуть бути також побудовані на базі оптотисторів, а транзисторні – на базі біполярних (схеми л, р) та польових (л...ц) транзисторів. Використання подібних модулів дає змогу за допомогою одного елемента реалізувати силову схему випрямляча (г, д) або

* Символ ♦ означає, що в даному підрозділі є розрахункові приклади

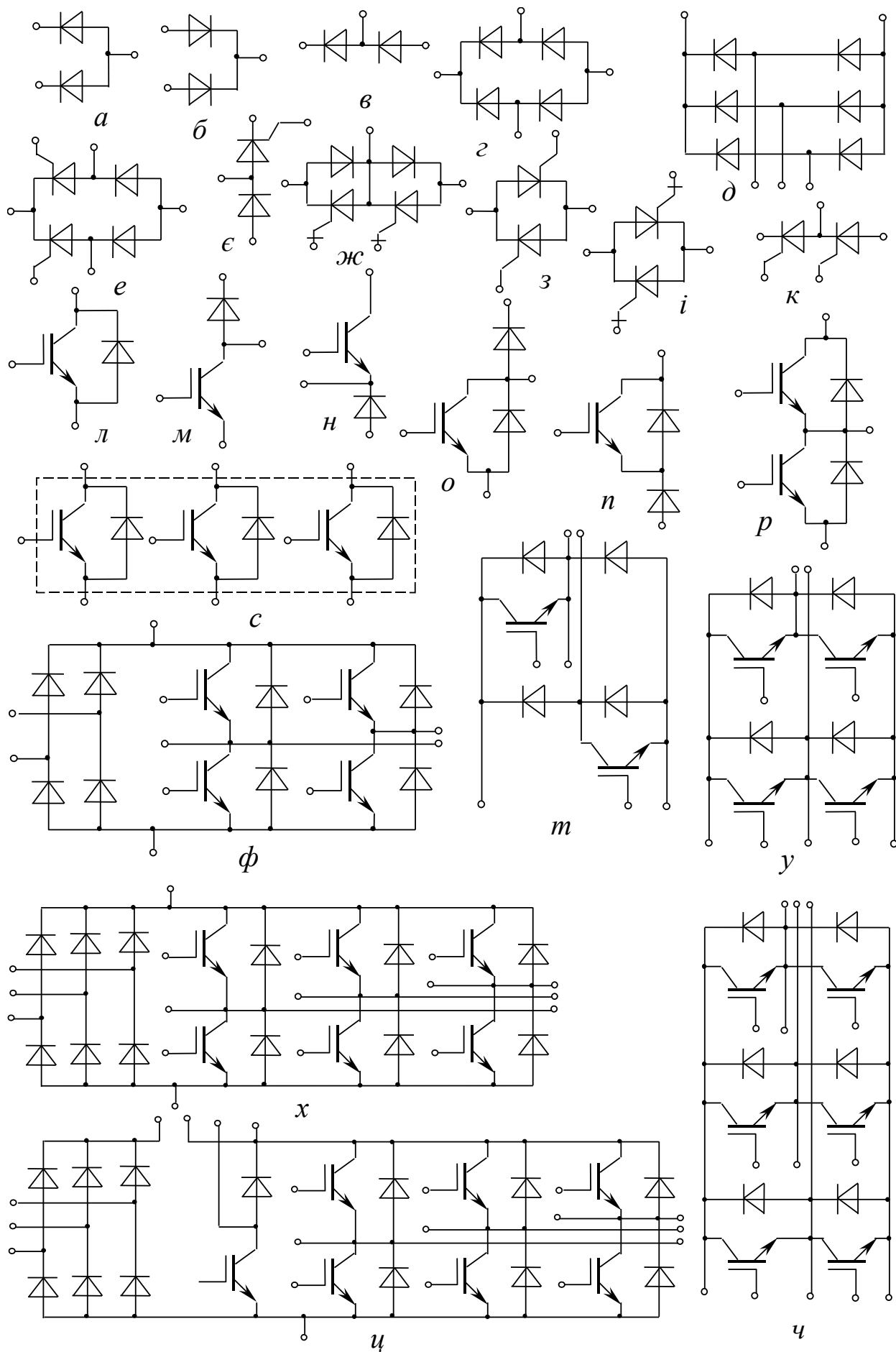


Рис. 1.17. Схеми силових модулів

його фази (в, є, к), фазу переривника змінної напруги або безпосереднього перетворювача частоти (є, з, і, к), переривник постійної напруги (м...у), фазу автономного інвертора напруги (р) або інвертор цілком (у, ч), а також двоступеневий перетворювач частоти з гальмівним ключем (ц) та без нього (ф, х).

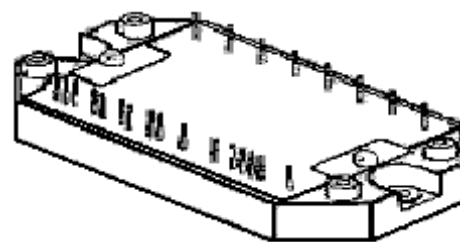


Рис. 1.18
Силовий IGBT-модуль

Зі збільшенням потужності модулів ступінь інтеграції зменшується. Так, IGBT-модулі за схемою повних трифазних інверторів (рис. 1.17,ч) виготовляються на струми до 300 А, подвійні ключі за схемою рис. 1.17,р – на 400...900 А, за схемою рис. 1.17,у – 900...1800 А. Для більших струмів використовують поодинокі ключі (рис. 1.17,л), а також та їх паралельне та послідовне з'єднання.

Комутована сучасними IGBT-модулями потужність сягає 5 МВА.

У MOSFET, GTO та BPT-модулях зворотні діоди реалізовані в одному кристалі кремнію разом із керованим ключем, у модулях IGBT – в окремому кристалі, розташованому у спільному корпусі. Випускаються модулі, які містять у собі датчики температури напівпровідникової структури, струму та напруги колектора, сигнали від яких можуть бути подані до схеми захисту.

Конструкція тиристорного модуля зображена на рис. 1.4,г, IGBT – на рис. 1.18.

Для двоключових IGBT-модулів розроблені спеціальні схеми снаберів (рис. 1.19), оскільки застосування окремих снаберів для кожного транзистора призводить до збільшення динамічних втрат. З модулями на струми 10...100 А використовують схему рис. 1.19,а, на струми 150...300 А – схему рис. 1.19,б, на струми, більші від 400 А – схему в. У схемах а, б конденсатори не розряджаються під час кожної комутації, а реагують лише на короткочасні перенапруги, обумовлені паразитними індуктивностями монтажу.

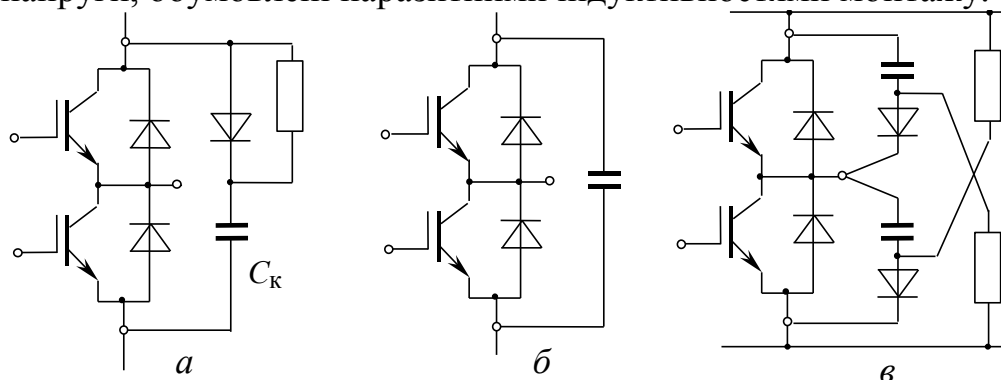


Рис. 1.19. Снабери двоключових IGBT-модулів

◆ **Приклад 1.1. Вольт-амперна характеристика IGBT-модуля**

Зняті експериментально вольт-амперні характеристики IGBT-модуля за схемою рис. 1.17,н подані на рис. 1.20 (чорні точки – діод, білі – транзистор). Шляхом лінійної апроксимації знайти порогові напруги та динамічний опір обох приладів. Використавши результати апроксимації, розрахувати по-

тужність статичних втрат у модулі при струмі 1000 А, якщо тривалість відкритого стану транзистора становить 60%, діода – 40% від загального часу.

Результати апроксимації ділянок відкритого стану приладів показані лініями на рис. 1.20. Видно, що для транзистора порогова напруга дорівнює $U_{порVT}=2,3$ В, динамічний опір

$$r_{дVT} = \frac{dU}{dI} = \frac{6,3 - 2,3}{1200 - 0} = 0,00333 \text{ Ом. Для}$$

діода відповідно $U_{порVD}=1,9$ В та $r_{дVD} = \frac{dU}{dI} = \frac{5,3 - 1,9}{1200 - 0} = 0,00283$ Ом.

Потужність втрат

$$\begin{aligned} \Delta P &= (U_{порVT} + I r_{дVT}) I \cdot 0,6 + (U_{порVD} + I r_{дVD}) I \cdot 0,4 = \\ &= (2,3 + 1000 \cdot 0,00333) 1000 \cdot 0,6 + (1,9 + 1000 \cdot 0,00283) \cdot 0,4 = 5270 \text{ Вт.} \end{aligned} \quad \blacklozenge$$

1.8. Драйвери

Споживач силових ключів часто не в змозі забезпечити всіх вимог до форми керуючого імпульсу. Тому випускаються готові спеціальні пристрої – драйвери, які є вихідними каскадами системи керування перетворювачем та призначені для її узгодження з силовими ключами. До їхнього входу можна подавати логічні ТТЛ- або КМОП-сигнали.

Функції драйверів:

- формування імпульсів керування ключами потрібної форми та потужності виходячи з отриманого від системи керування логічного сигналу;
- керування швидкістю перемикання ключів для зменшення перенапруг у силовій схемі шляхом стабілізації dU/dt та dI/dt за допомогою зворотних зв'язків (це дає можливість відмовитися від використання снаберів принаймні для IGBT-транзисторів);
- гальванічна розв'язка кіл керування та затвору для підвищення стійкості до зовнішніх електромагнітних завад (для порівняно високовольтних ключів);
- реалізація мертвого часу (див. п. 2.5);
- захист ключа від аварійних режимів та їх індикація (може бути відсутня).

Драйвери можуть реалізовувати захисти від:

- перевищення струму колектора (стоку);
- короткого замикання;
- перенапруг на колекторі (стоці);
- недонасичення (переходу з цілком відкритого стану до активного режиму);
- зниження напруги живлення драйвера.

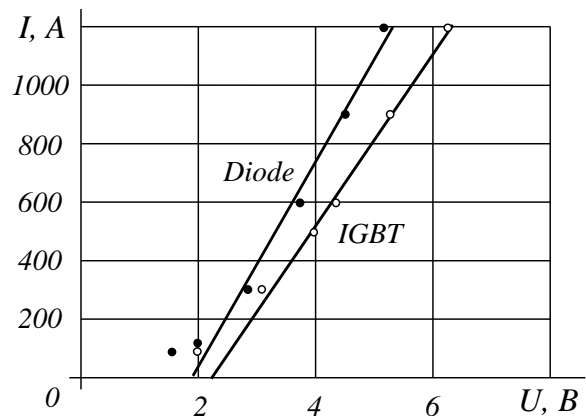


Рис. 1.20. ВАХ IGBT-модуля

Класифікують драйвери за такими ознаками.

1. Тип керуваного драйвером ключа (модуля):

- поодинокий ключ;
- стійка (фаза, півміст);
- міст (однофазний або трифазний);
- міст із розрядним ключем.

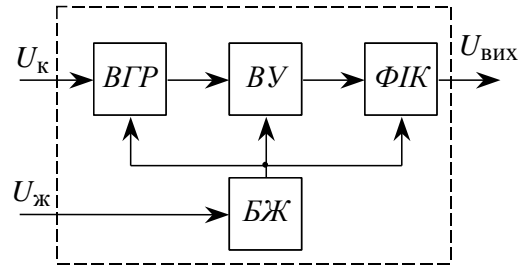


Рис. 1.21. Структура драйвера

2. Спосіб передачі вхідного та вихідного керуючого сигналу:

- без гальванічної розв'язки (до 1200 В);
- із трансформаторною розв'язкою (до 1700 В);
- з оптронною розв'язкою (понад 1700 В);
- з оптоволоконною розв'язкою (понад 1700 В).

3. Спосіб передачі енергії та форми керуючого імпульсу:

- спільна передача;
- роздільна передача.

4. Конструктивне виконання:

- в одному корпусі з силовим ключем (модулем);
- у вигляді окремої інтегральної схеми.

До складу драйверів (рис. 1.21) можуть входити:

- вузол гальванічної розв'язки ВГР, який приймає логічний сигнал від системи керування або контролера;
- вузол узгодження ВУ, призначений для перетворення логічного сигналу на сигнал необхідного рівня та потужності (фактично – підсилювач);
- формувач імпульсів керування ФІК, що остаточно формує сигнал керування та подає його до затвору ключа;
- блок живлення БЖ вузлів драйвера (звичайно імпульсний).

Для оптичних розв'язок характерні, з одного боку, висока завадозахищеність, з іншого – нестабільність зі зміною температури, низький коефіцієнт передачі за струмом (особливо для діодних оптопар) та невисока швидкодія (для транзисторних). На користь трансформаторних розв'язок – висока напруга ізоляції (до 4 кВ), проте в них обмежені максимальна та мінімальна тривалості сигналу, а амплітуда вихідного імпульсу залежить від шпаруватості. Найдешевші драйвери без гальванічної розв'язки, найдорожчі – з оптоволоконним зв'язком.

Приклади схем формувачів імпульсів керування для транзисторів з ізолюваним затвором наведені на рис. 1.22.

Доки у схемі рис. 1.22,а на вході присутній нульовий потенціал, транзистор $VT1$ закритий, а силовий ключ закритий поданим через відкритий $VT2$ негативним потенціалом від джерела $-E$. Після надходження до входу схеми логічної одиниці замість $VT2$ відкривається $VT1$, який подає на затвор позитивний потенціал від джерела $+E$.

У розглянутій схемі форма та енергія керуючого імпульсу передається від ФІК до затвору ключа роздільно. Крім того, є потенціальний зв'язок між джерелами живлення та силовим колом. Це не завжди зручно, оскільки не дає можливості використати спільні джерела для драйверів верхніх та нижніх ключів моста, керуючі входи які не мають спільної точки. Тому на виході ФІК вмикають імпульсний трансформатор (рис. 1.22,б). Після відкриття транзистора $VT1$ конденсатор заряджається від джерела через первинну обмотку трансформатора і до затвору ключа з вторинної обмотки надходить позитивний потенціал. Коли стани транзисторів міняються на протилежні, конденсатор розряджається через відкритий $VT2$, а ключ отримує негативний імпульс, який сприяє його закриттю. Використанням імпульсного трансформатора обумовлена необхідність широтного модулювання вхідного логічного сигналу високочастотною несучою. До складу ФІК $IGBT$ -транзисторів можуть також входити пристрої, які контролюють напругу “колектор-емітер” та забезпечують потрібний темп перемикання ключа.

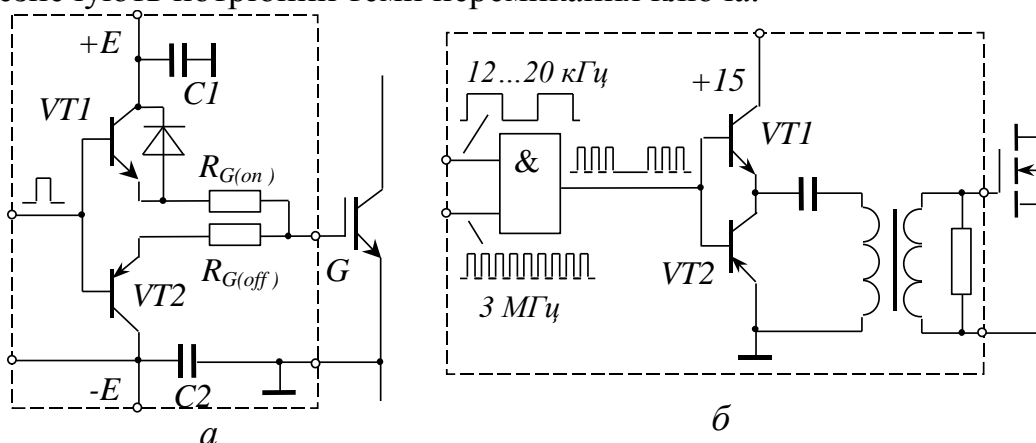


Рис. 1.22. Вихідні вузли драйверів силових транзисторів

Розміщують драйвери якнайближче до ключа, щоб мінімізувати паразитні індуктивності між вихідним каскадом драйвера та затвором ключа, які зменшують швидкість перемикання.

Формувачі імпульсів керування для двоопераційних тиристорів мають певну специфіку внаслідок особливих вимог до форми імпульсу керування.

Для малопотужних тиристорів такі ФІК виготовляються у вигляді силових інтегральних мікросхем, для потужних – на базі дискретних елементів. Як правило, вони мають потенціальну розв'язку з силовим колом. Основними вузлами ФІК є блоки вмикання та вимикання.

Формувачі класифікують за двома основними ознаками.

- 1) За кількістю джерел живлення:
 - з одним незалежним джерелом;
 - з окремими джерелами для вмикання та вимикання;
 - без незалежного джерела живлення (з живленням від анодного кола);
- 2) За наявністю та місцем розв'язки:
 - без розв'язки;
 - із розв'язкою у колі живлення;

- із розв'язкою на виході.

На рис. 1.23 зображений простий формувач із одним джерелом та розв'язкою у колі живлення, призначений для ДТ на струми до 200А.

Джерело E (стабілізований випрямляч) – індивідуальне для кожного з тиристорів перетворювача. Потенціальна розв'язка цих джерел між собою забезпечена завдяки їх живленню від окремих вторинних обмоток трансформатора, а від спільної системи керування перетворювачем – через оптичний канал.

Після надходження від системи керування до бази транзистора $VT1$ логічної одиниці утворюється контур протікання струму відкриття: “джерело E – $VT1$ – R_1 – $VD1$ – C – керуючий електрод $VS2$ – катод $VS2$ – джерело E ” та розпочинається заряд конденсатора і відкриття ДТ. Протягом заряду струм конденсатора зменшується (рис. 1.24), але струм підтримки продовжує протікати через резистор R_2 . Конденсатор лишається зарядженим із полярністю, позначеною на рис. 1.23.

Одночасно зі зникненням керуючого сигналу на базі транзистора і його закриванням до керуючого електрода допоміжного тиристора $VS1$ надходить позитивний імпульс. Утворюється контур струму закривання “ C – $VS1$ – катод $VS2$ – керуючий електрод $VS2$ – C ”, в якому відбувається розряд конденсатора. Силовий тиристор закривається. Після розряду конденсатора ФІК знову готовий для відкриття тиристора.

На рис. 1.25 зображена схема формувача імпульсів для потужних тиристорів (до 1000 А) фірми *Hitachi*. За допомогою транзистора $VT1$ формується позитивний імпульс керування, $VT3$ та $VT5$ – негативний, $VT2$ і $VT4$ – імпульс підтримки. Гальванічна розв'язка з силовим колом здійснюється на виході завдяки трансформаторам $T1$ та $T2$. Унаслідок цього джерело E може бути спільним для всіх тиристорів перетворювача.

Формування імпульсу відкриття починається з надходження до бази $VT1$ логічної одиниці від системи керування перетворювачем (рис. 1.26). Через верхню первинну півобмотку трансформатора $T2$ починає проходити струм, який наводить у вторинній обмотці ЕРС. Колом “вторинна обмотка $T2$ – $VD3$ – R_2 – керуючий електрод $VS2$ – катод $VS2$ ” розпочинається протікання керуючого струму. Одночасно з цим керований генератор G формує

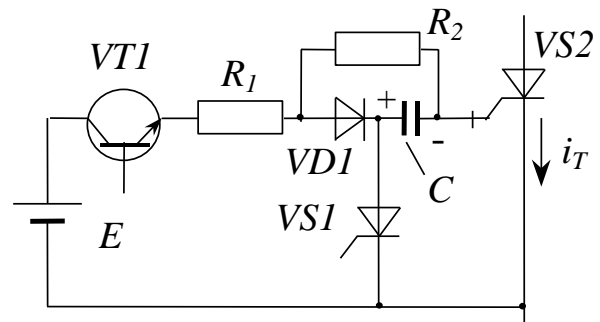


Рис. 1.23. Формувач для ДТ до 200А

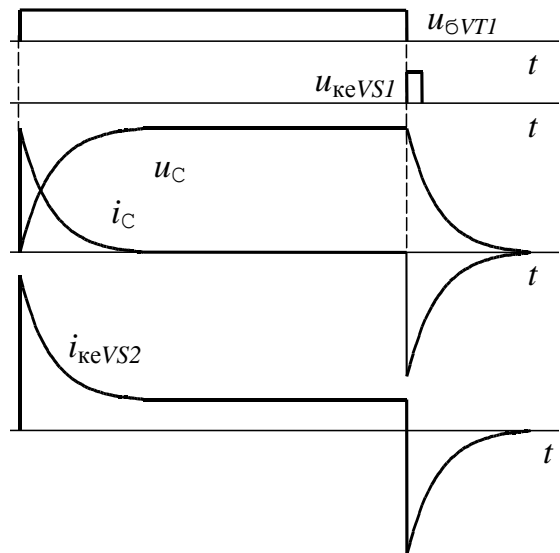


Рис. 1.24. Формування керуючого імпульсу в схемі рис. 1.23

дві протифазні високочастотні послідовності імпульсів, що подаються до баз $VT2$ та $VT4$. Знакозмінна ЕРС вторинної обмотки трансформатора $T1$ випрямляється, завдяки чому до керуючого електрода ДТ через резистор R_2 надходить незмінний струм підтримки.

У момент зняття логічної одиниці з бази $VT1$ з'являється позитивний потенціал на базі $VT3$ та на керуючому електроді тиристора $VS1$. Змінюють знак струми первинної та вторинної обмоток трансформатора $T2$. До керуючого електрода ДТ через $VS1$ надходить негативний імпульс струму. Згодом відкривається $VT5$, підтримуючи струм керування, але вже на більш низькому рівні.

На рис. 1.27 зображена схема ФІК із розв'язкою у колі живлення та двома джерелами, який використовується в інверторах ЗВО «Перетворювач» (Запоріжжя). Він складається з блока живлення (трансформатор $T1$ з двома вторинними обмотками, випрямляч $VD2-VD5$, параметричний стабілізатор на стабілітроні $VD6$ та резисторі $R4$), оптронної розв'язки $UF1$, вузла формування імпульсу відкривання (мікросхеми $D1.1-D1.2$, транзистори $VT1, VT2$), вузла формування імпульсу закривання (мікросхема $D1.3$, транзистори $VT3...VT5$, конденсатор $C1$).

Доки відсутній вхідний сигнал $u_{вх}$, оптротранзистор $UF1$ закритий, на верхньому вході мікросхеми $D1.1$ присутній логічний нуль, а на виході – логічна одиниця. Конденсатор $C4$ заряджений із

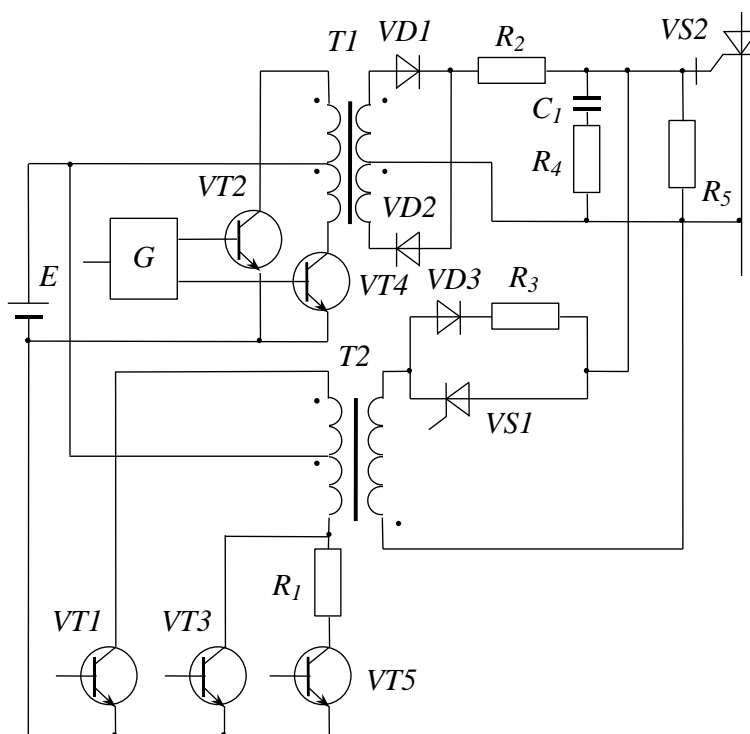


Рис. 1.25. Формувач імпульсів для потужних тиристорів компанії Hitachi

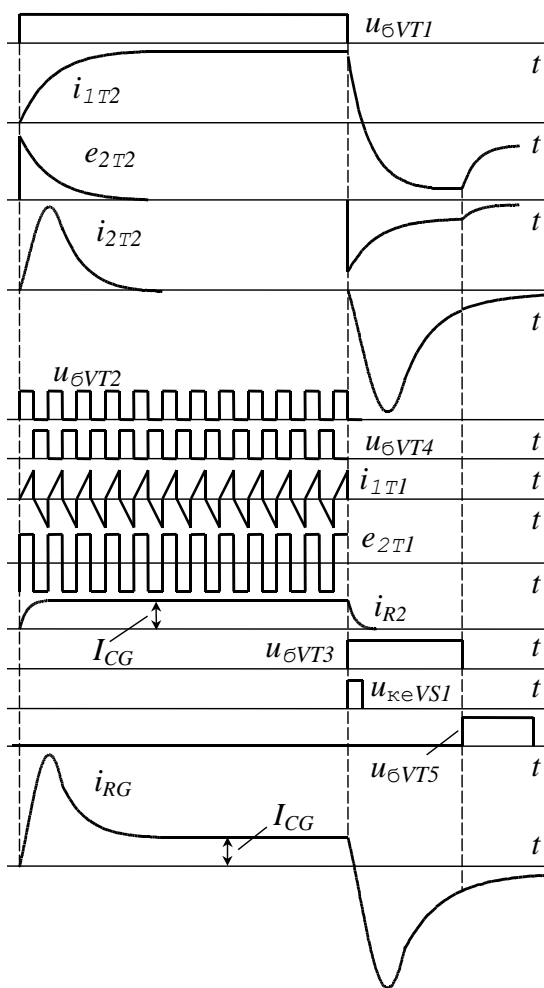


Рис. 1.26. Формування керуючого імпульсу в схемі рис. 1.25

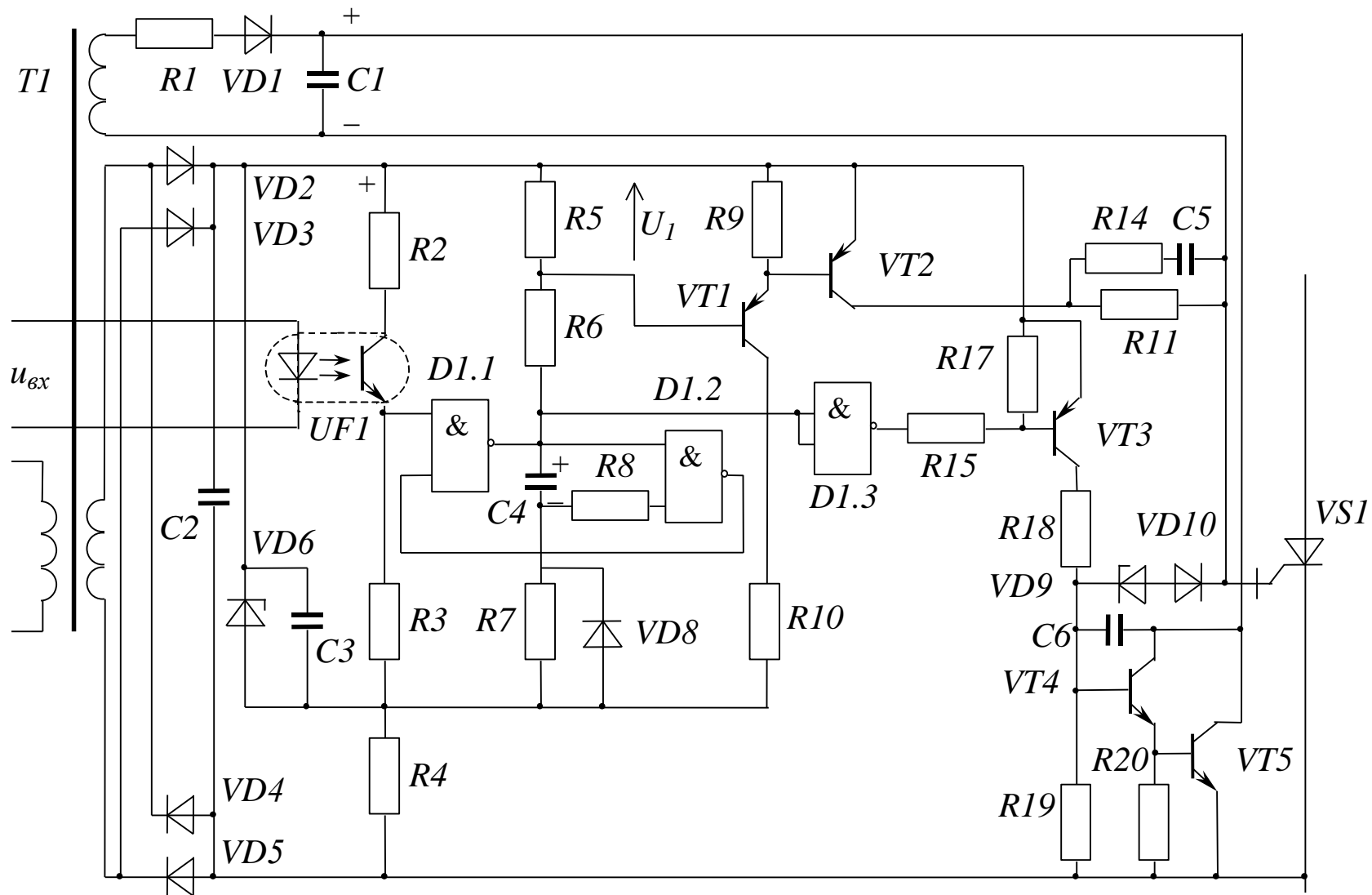


Рис. 1.27. Формувач імпульсів керування ЗВО «Перетворювач»

поляристю, позначеною на рис. 1.27. Тому на нижньому вході $D1.2$ – логічний нуль, на входах $D1.3$ – одиниця, а на базі $VT1$ – нульовий потенціал відносно емітера.

Після надходження від системи керування інвертором вхідної напруги (момент часу $t = t_1$ на рис. 1.28) відкривається оптотранзистор і на виході $D1.1$ з'являється нуль. Конденсатор швидко розряджається через вихід $D1.1$ та діод $VD8$. Транзистори $VT3...VT5$ закриваються, а $VT1$ отримує на свою базу негативний потенціал відносно емітера і відкривається, відкриваючи $VT2$. До керуючого електрода подається позитивний потенціал. Ланцюжок $R14, C5$ прискорює процес зростання струму i_{RG} . Транзистори $VT1, VT2$ закриті, $VT3...VT5$ – відкриті. Через останній до керуючого електрода тиристора подається невеликий негативний потенціал від конденсатора $C1$.

Після заряду конденсатора $C5$ струм керування знижується до рівня I_{CG} і проходить лише резистором $R11$. Конденсатор $C1$ на інтервалі провідності тиристора заряджений до максимальної напруги від вторинної обмотки трансформатора через діод $VD1$.

Після зняття вхідної напруги на виході $D1.1$ з'являється логічна одиниця. Починається заряд $C4$ через $R7$. На початку заряду різниця потенціалів U_{C4} між його обкладинками невелика і на обох входах $D1.2$ присутні логічні одиниці, на виході – нуль. Завдяки цьому протягом 100 мкс після початку вимикання тиристора існує заборона на його нове вмикання (нуль на нижньому вході $D1.1$). Транзистори $VT1, VT2$ закриваються, а $VT3...VT5$ – відкриваються. Конденсатор $C1$ розряджається через $VT5$ та керуючий електрод, формуючи негативний імпульс струму та забезпечуючи вимикання тиристора. Після його розряду до керуючого електрода надходить невеликий негативний потенціал від блока живлення.

1.9. Ключі та модулі з інтегрованою системою захисту

Ключі з інтегрованою системою захисту є подальшим розвитком силових $IGBT$ та $MOSFET$ -модулів і об'єднують у собі як силові (один із варіантів схем рис. 1.17), так і керуючі елементи. Складові частини таких ключів можуть бути реалізовані на одному (до 5 А, 500 В) або на кількох кристалах, однак у всякому випадку вони розташовані у спільному корпусі. Залежно від ступеня інтеграції та потужності розрізняють:

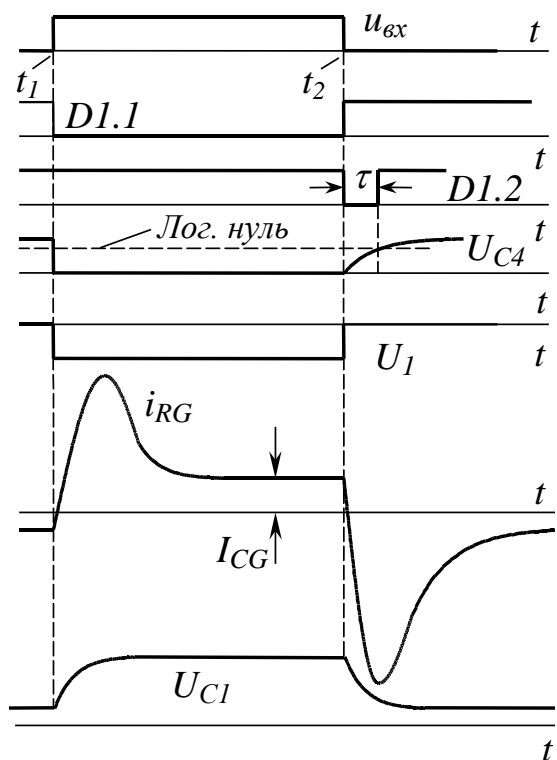


Рис. 1.28. Формування керуючого імпульсу в схемі рис. 1.27

- Самозахищені ключі (мають лише вбудовану систему захисту). Для керування потребують зовнішнього драйвера.
- Силові інтегральні схеми (*Power Integrated Circuit, PIC*), які містять у собі *IGBT* або *MOSFET*-ключі, драйвери (один або декілька залежно від структури силової частини) та систему захисту. Випускаються на потужність до одиниць кіловат.
- Інтелектуальні силові модулі (*Intelligent Power Module, IPM*) або розумні силові модулі (*Smart Power Module, SPM*), які відрізняються від попереднього варіанту потужністю (десятки та сотні кіловат).

Можуть бути реалізовані захисти від:

- перегрівання;
- короткого замикання;
- перенапруг;
- зниження напруги блоку живлення;
- пробою на землю шини постійного струму.

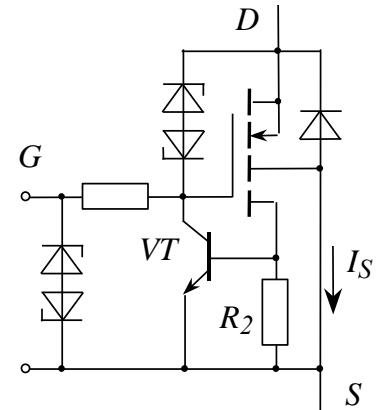


Рис. 1.29

Самозахищений ключ

На рис. 1.29 зображений самозахищений ключ на основі *MOSFET*-транзистора з додатковим струмовимірювальним *SENSE*-електродом. До кола цього електроду, струм якого пропорційний струмові витоку I_S , увімкнено шунт R_2 . Перевищення струму призводить до збільшення спаду напруги на шунті, відкриттю допоміжного транзистора *VT* та закорочуванню переходу “затвор-витік”. Стабілітрони захищають ключ від перенапруг. Подібні ключі випускають і на основі *IGBT*-транзисторів.

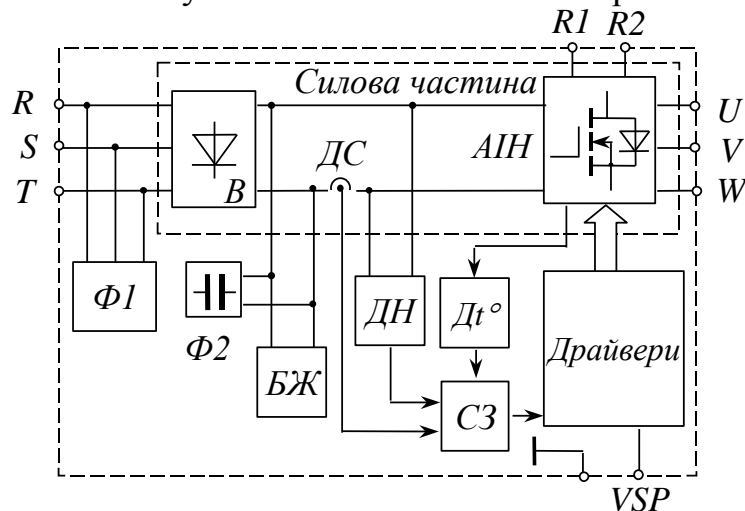


Рис. 1.30. Структура інтелектуального силового модуля

На рис. 1.30 наведено структуру інтелектуального силового модуля (ІСМ) двоступеневого перетворювача частоти, до складу якого входять:

- силова частина (випрямляч *B* та автономний інвертор напруги *АІН*);
- фільтр ($\Phi 1$) для придушення радіоперешкод;
- конденсаторний фільтр ($\Phi 2$) ланки постійного струму;
- драйвери;
- датчики струму (*ДС*), напруги (*ДН*), температури структури ($Дт^\circ$);

- система захисту (СЗ);
- блок живлення власних потреб (БЖ).

Назовні виведені лише клеми для живлення (R, S, T), підключення двигуна (U, V, W) та гальмівного резистора ($R1, R2$), а також для логічних сигналів керування від системи керування перетворювачем (VSP).

Є також модифікації ІСМ для використання в електроприводах з векторним керуванням, що мають датчики фазних струмів, сигнали з яких можна використати для регулювання струму. Розріз ІСМ показаний на рис. 1.31 (1 – кремнієві кристали, 2 – керамічна основа, 3 – алюмінієвий дріт, 4 – мідна основа, 5 – корпус, 6 – силіконовий гель, 7 – плата керування, 8 – кришка, 9 – керуючі контакти, 10 – силові контакти).

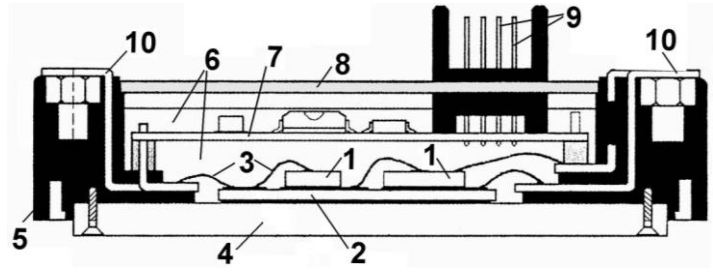


Рис. 1.31. Розріз інтелектуального силового модуля

Різке зменшення кількості зовнішніх з'єднань, мінімальна відстань між драйвером і силовим ключем та сумісність із логічними інтегральними мікросхемами має наслідком подальше спрощення конструкції, підвищення швидкодії, заводо захищеності та надійності.

Області застосування інтелектуальних силових схем та модулів:

- промислові електроприводи на основі асинхронних, вентильних та крокових двигунів;
- електроприводи для побутової техніки (пральні машини, кухонні комбайни, вентилятори, кондиціонери) та ручного електроінструменту;
- імпульсні джерела живлення (частотою до 100 кГц) для портативних комп'ютерів, моніторів, факсів, ксероксів, пристроїв для зарядки акумуляторів, телевізорів, відеомагнітофонів, плеєрів, мобільних телефонів, побутової техніки, автомобільної та авіаційної електроніки тощо;
- джерела безперебійного живлення засобів зв'язку, комп'ютерних систем.

Випускаються також інтелектуальні силові модулі з убудованою системою керування перетворювачем у цілому:

- драйвери двигуна (трифазні мостові інвертори на струм до 1 А та напругу до 500 В);
- драйвери перетворювача частоти (теж саме, але з винесеною силовою частиною більшої потужності);
- переривники постійної напруги ($DC-DC$ перетворювачі) для імпульсних джерел живлення;
- твердотільні реле постійного та змінного струму для систем автоматики на базі польових транзисторів та симісторів;
- напівпровідникові (тиристорні та симісторні) контактори та регулятори потужності (однофазні та трифазні) для керування двигунами та іншими споживачами невеликої потужності.

1.10. Порівняння та сфери застосування силових ключів

Основними тенденціями розвитку силових напівпровідникових ключів були та залишаються:

- підвищення швидкодії;
- зростання комутованої потужності;
- зменшення потужності керування;
- збільшення ступеня інтеграції;
- інтенсифікація охолодження;
- зменшення втрат (динамічних та у відкритому стані).

Порівняти основні параметри силових ключів різних типів можна за допомогою табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Порівняння параметрів силових ключів

	<i>SCR</i>	<i>GTO</i>	<i>IGCT</i>	<i>IGBT</i>	<i>BPT</i>	<i>MOSFET</i>
Номинальна напруга, кВ	10	6	6	8...10	1,2	< 1
Номинальний струм, кА	4,5	3	4	2,4	0,8	0,1
Частота комутації, кГц	0,4	0,4	2...3	30	10	500
Порогова напруга, В	1...2	2,2...4	1,9...2,2	1,8...5	1...2	3...5
Перевантажувальна здатність	низька	низька	низька	висока	дуже низька	дуже висока
Обмеження dU/dt	не потрібне	потрібне	потрібне	не потрібне	потрібне	не потрібне
Обмеження dI/dt	потрібне	потрібне	не потрібне	не потрібне	потрібне	не потрібне
Струм керування	$\ll I_a$	$I_a/(3...5)$	$\geq I_a$	$\ll I_a$	$< I_a$	$\ll I_a$
Потужність керування	мала	велика	мала	мала	велика	дуже мала
Можливість інтеграції з драйвером та зворотним діодом	немає	немає	є	є	є	є
Вартість кіловата потужності (по відношенню до <i>SCR</i>)	100%	200%	300%	400%	200%	–

Додаткова інформація про динамічні параметри ключів (тривалості відкривання та закривання) наведена у табл. 1.2. Слід також додати, що польові та *IGBT*-транзистори допускають паралельне та послідовне з'єднання без підбору параметрів приладів та без снаберів, для всіх інших снабери обов'язкові.

Останніми десятиліттями найбільш бурхливого розвитку набули ключі з польовим керуванням (*MOSFET*, *IGBT*, *IGCT*). Це сприяло створенню конкурентоздатних частотно-керованих електроприводів, які значно потіснили електроприводи постійного струму. Наслідком цього було значне звуження сфери використання *SCR*-тиристорів, біполярних транзисторів і навіть *GTO*-тиристорів, з якими, залежно від потужності конкурують *IGBT* та *IGCT*-ключі. Характерні сфери застосування силових ключів зведені до табл. 1.3.

Таблиця 1.2

Динамічні параметри ключів

Тип ключа	t_{off} , мкс	t_{gq} , мкс
<i>MOSFET</i>	0,04...0,1	0,04...0,1
<i>BPT</i>	0,5...2	0,5...2
<i>IGBT</i>	0,3...3,6	0,3...3,6
<i>IGCT</i>	10...20	10...20
<i>GTO</i>	12...32	12...32

Сфери застосування силових напівпровідникових ключів

<i>SCR</i> -тиристори	<ul style="list-style-type: none"> • випрямлячі для потужних електроприводів постійного струму; • пристрої збудження синхронних двигунів та генераторів; • випрямлячі для зварювання, плавлення, нагрівання, гальваніки; • безконтактні пускачі та твердотільні реле змінного струму; • регулятори потужності з фазовим керуванням (у тому числі для електроприводу та побутової техніки); • ключі статичних компенсаторів реактивної потужності
<i>GTO</i> -тиристори	<ul style="list-style-type: none"> • автономні інвертори, переривники та безпосередні перетворювачі частоти для потужного промислового та тягового електропривода; • потужні джерела безперебійного живлення; • статичні компенсатори реактивної потужності; • перетворювачі для індукційного нагрівання
<i>IGCT</i> -тиристори	<ul style="list-style-type: none"> • ПЧ для надпотужних електроприводів; • перетворювальні підстанції для залізничного транспорту; • ПЧ для ліній електропередач постійного струму (до 100 МВА)
Польові транзистори	<ul style="list-style-type: none"> • перетворювачі для високоточного швидкодіючого електропривода малої потужності (до кількох кВт); • малопотужні низьковольтні імпульсні джерела живлення для материнських плат комп'ютерів, телекомунікаційного обладнання, мобільних пристроїв, засобів автоматизації; • твердотільні реле постійного струму
Біполярні силові транзистори	<ul style="list-style-type: none"> • низьковольтні дешеві перетворювачі масового застосування (наприклад, імпульсні джерела живлення)
<i>IGBT</i> -транзистори	<ul style="list-style-type: none"> • перетворювачі всіх видів для промислового, тягового та побутового електроприводу потужністю від сотень ватів до 1МВт; • інвертори для нетрадиційної (сонячної, водневої тощо) енергетики; • імпульсні джерела живлення; • джерела безперебійного живлення; • коректори коефіцієнту потужності; • активні фільтри та статичні компенсатори реактивної потужності; • автомобільна та авіаційна електроніка

Контрольні запитання

1. Чим реальний клапан відрізняється від ідеального?
2. Чим з огляду на керування відрізняються одноопераційні та двоопераційні тиристори?
3. Чим оптотиристор відрізняється від інших тиристорів?
4. Накресліть електричну схему вмикання тиристора.
5. Накресліть, як можна апроксимувати ВАХ тиристора у відкритому стані.
6. Як розрахувати потужність втрат у відкритому тиристорі, якщо відомі його анодний струм та параметри апроксимованої ВАХ?
7. Як на електричних схемах позначаються біполярний, силовий польовий, *IGBT*-транзистори, а також звичайний, симетричний та двоопераційний тиристори?
8. Які переваги транзистора Дарлінгтона перед звичайним біполярним транзистором?
9. Що таке область безпечної роботи транзистора?

10. Мета використання снаберів.
11. Які переваги *IGBT* та *MOSFET*-транзисторів перед біполярними?
12. Накресліть типову форму імпульсу керування *GTO*-тиристором.
13. Які переваги *GCT* перед *GTO*-тиристором?
14. Порівняйте біполярні, польові, *IGBT*-транзистори, а також звичайні, *GTO* та *GCT*-тиристори за такими параметрами, як максимально можливі частота перемикань та потужність.
15. Які сфери застосування перелічених вище ключів?
- 16.3 якою метою замість поодиноких ключів використовують силові модулі?
17. Як зростання потужності впливає на ступінь інтеграції силових модулів?
18. Які функції виконують драйвери силових ключів?
- 19.3 якою метою у вихідних каскадах драйверів застосовують імпульсні трансформатори?
20. Чим інтелектуальний силовий модуль відрізняється від силового модуля?
21. Розташуйте за порядком збільшення ступеня інтеграції: розумний силовий модуль, транзисторний ключ, драйвер двигуна, силовий модуль, самозахисний ключ.

Відповіді:

1: наявністю опору у відкритому стані, струму спливу у закритому і втратами у процесі перемикання; 2: двоопераційний можна закрити за допомогою керуючого електроду; 3: тим, що керується за допомогою світла; 4 та 5: див. рис. 1.1; 6: $\Delta P = I \cdot \Delta U = IU_{\text{пор}} + I^2 r_{\text{дин}}$; 7: див. рис. 1.3, 1.10, 1.11, 1.14; 8: більші потужність та коефіцієнт передачі за струмом; 9: діапазон зміни струму колектора та напруги колектор-емітер, у якому забезпечується надійна робота ключа без погіршення його характеристик; 10: для зменшення темпу зміни напруги та струму ключа; 11: більша частота комутації, відсутність потреби у снаберах, менша потужність керування, більша комутована потужність (лише *IGBT*); 12: див. рис. 1.15; 13: більші потужність, швидкодія, частота комутації, менші втрати у відкритому стані, відсутність потреби в індивідуальних снаберах, більші можливості для інтеграції; 14: див. табл. 1.1; 15: див. табл. 1.3; 16: для спрощення конструкції, підвищення надійності та швидкодії; 17: зі збільшенням потужності ступінь інтеграції зменшується (від інтелектуальних силових модулів до поодиноких ключів); 18: формують імпульси керування ключем, забезпечують гальванічну розв'язку силового кола та системи керування і захист ключа; 19: для гальванічної розв'язки; 20: наявністю драйвера та системи захисту; 21: транзисторний ключ, силовий модуль, самозахисний ключ, розумний силовий модуль, драйвер двигуна.

Висновки

У результаті опрацювання даного розділу студент повинен:

знати:

- умовні позначення, основні параметри та характеристики силових ключів;
- принципи побудови та призначення силових модулів, снаберів та драйверів;

уміти:

- порівняти ключі різних типів за ступенем керованості, діапазоном потужності, втратами, швидкодією, сферами застосування;
- розрахувати параметри силових ключів за їхніми вольт-амперними характеристиками.

РОЗДІЛ 2. ПЕРЕРИВНИКИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Навчальні цілі: вивчити побудову, перебіг електромагнітних процесів, основні характеристики та способи керування переривниками постійної напруги

2.1. Принцип імпульсного регулювання. Найпростіший послідовний переривник ◆

Переривники постійної напруги (інша назва – широтно-імпульсні перетворювачі, ШІП) призначені для регулювання напруги споживачів постійного струму (найчастіше – електричних двигунів). Використовуються в електроприводах верстатів із програмним керуванням, промислових роботів, у магістральному та міському електротранспорті. Живляться вони, на відміну від випрямлячів, від джерела нерегульованої постійної напруги (некерованих випрямлячів, мережі постійного струму або акумуляторних батарей).

У переривниках постійної напруги використовується принцип імпульсного регулювання вихідної напруги. При імпульсному регулюванні за допомогою керованого ключа навантаження періодично відокремлюється від джерела постійної напруги. Схема найпростішого послідовного переривника зображена на рис. 2.1.

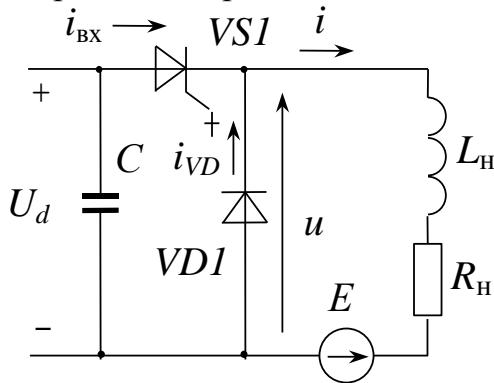


Рис. 2.1. Послідовний переривник

Оскільки живильна напруга незначима, природна комутація ключів за допомогою цієї напруги неможлива. Тому в переривниках постійної напруги використовують цілком керовані ключі (транзистори, двоопераційні тиристори) або одноопераційні тиристори з спеціальними схемами штучної комутації. Переривники постійної напруги є автономними перетворювачами енергії, оскільки моменти комутації ключів не залежать від рівня та форми живильної напруги.

У схемі рис. 2.1 тиристор ввімкнений послідовно з навантаженням (звідси і назва переривника). Регулювання вихідної напруги здійснюється завдяки періодичному відкриванню напівпровідникового ключа. Конденсаторний фільтр на вході переривника виконує функції:

- згладжування пульсацій живильної напруги;
- захисту ключа від перенапруг, які виникають після його закриття внаслідок наявності індуктивних елементів у колі джерела живлення;
- накопичення енергії, яка надходить від навантаження при однобічній провідності джерела живлення (у схемі рис. 2.1 такий режим неможливий).

А) Робота послідовного переривника на RL -навантаження

Процеси в колі активно-індуктивного навантаження (проти-ЕРС на рис. 2.1 відсутня) описуються диференціальним рівнянням

$$u = iR_H + L_H \frac{di}{dt}.$$

Коли ключ VSI відкрито, до навантаження прикладена напруга U_d , і від джерела постійної напруги через нього тече струм, який експоненційно зростає в часі (рис. 2.2). Після закривання ключа струм у навантаженні не може миттєво зникнути внаслідок виникнення ЕРС самоіндукції. Під впливом цієї ЕРС відкривається діод і струм навантаження i , не змінюючи напрямку, замикається через нього. Завдяки цьому забезпечується безперервність струму навантаження та запобігаються перенапруження на навантаженні та закритому ключі. Після закривання ключа та відкривання діода напруга на навантаженні дорівнює нулю.

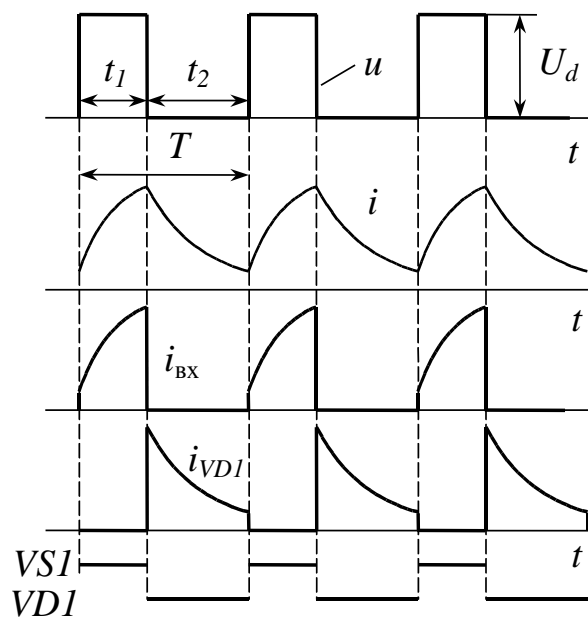


Рис. 2.2. Процеси при RL -навантаженні

На інтервалі часу t_1 (рис. 2.2) електрична енергія споживається переривником від джерела постійної напруги U_d і передається до навантаження. Вона витрачається на створення електромагнітного поля індуктивних елементів навантаження та перетворюється на теплову в активному опорі. Протягом інтервалу t_2 енергія електромагнітного поля, накопичена в індуктивних елементах, віддається до активного опору навантаження.

Миттєва напруга на виході переривника завдяки перемикаючому ключу має ступінчастий характер, а її середнє значення

$$U = \gamma U_d, \quad (2.1)$$

де $\gamma = t_1/T$ – шпаруватість (відносна тривалість прикладання напруги до навантаження); T – період модуляції.

Змінюючи тривалість відкритого стану ключа t_1 або паузи t_2 , можна регулювати середній рівень вихідної напруги.

Струм i_{BX} , споживаний перетворювачем, має переривистий характер. Коливання цього струму викликають додаткові втрати в джерелі живлення та лінії, що з'єднує його з переривником.

Середній струм, споживаний переривником, можна знайти з рівняння енергетичного балансу переривника (за нехтуванням втрат у ключах):

$$I_{BX} U_d = IU. \quad (2.2)$$

Звідси з урахуванням (2.1)

$$I_{BX} = \gamma I = \gamma U / R_H.$$

Використовуються два основні способи імпульсного регулювання: широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) та частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ). За широтно-імпульсної модуляції зміна шпаруватості відбувається шляхом зміни тривалості інтервалу провідності ключа t_1 при незмінному періоді модуляції T (рис. 2.3,а). За частотно-імпульсної модуляції зміна шпаруватості здійснюється за рахунок зміни паузи t_2 при незмінній тривалості інтервалу t_1 (або навпаки).

При цьому змінюється період модуляції $T = t_2 / (1 - \gamma)$ (рис. 2.3, б). Найбільш поширена широтно-імпульсна модуляція, яка надалі і розглядатиметься. Спосіб модуляції, при якому до навантаження прикладається напруга лише одного знаку, називають однополярною модуляцією.

За активно-індуктивного навантаження режим переривистого струму неможливий, оскільки струм змінюється експоненціально, лише асимптотично наближаючись до нуля після зникнення напруги. Крім того, частота перемикавання ключа звичайно настільки висока (в сучасних переривниках до 20 кГц), що період модуляції набагато менший від сталої часу навантаження $T_H = L_H / R_H$.

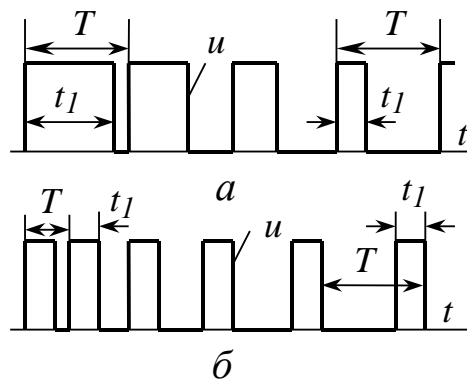


Рис. 2.3. Широтно-імпульсна (а) та частотно-імпульсна (б) модуляція

Б) Робота послідовного переривника на RLE -навантаження

Якщо у складі навантаження є проти-ЕРС, це призводить до зменшення середнього струму навантаження:

$$I = \frac{U - E}{R_H}$$

Крім того, похідна вихідного струму на інтервалі його зростання менша, ніж при RL -навантаженні

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d - E - iR_H}{L_H},$$

а на інтервалі зменшення – більша:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-E - iR_H}{L_H}.$$

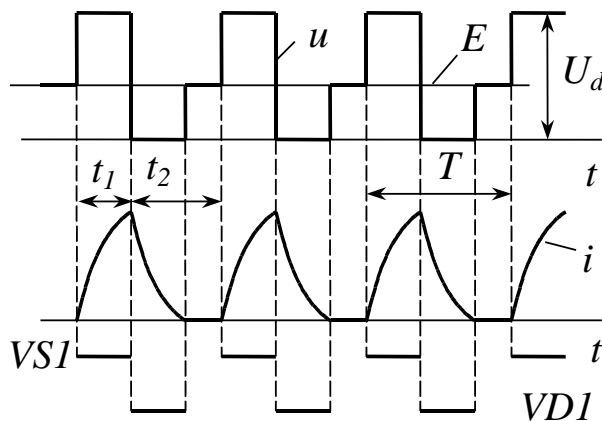


Рис. 2.4. Режим переривистого струму при RLE -навантаженні

За великих шпаруватостей та малих проти-ЕРС це мало впливає на характер процесу, але збільшення проти-ЕРС або зменшення шпаруватості неминує призводить до появи пауз у струмі. Це відбувається тому, що завдяки проти-ЕРС струм не встигає зрости до достатнього рівня, і електромагнітна енергія, накопичена в індуктивності на інтервалі зростання струму, невелика.

Коли ключ закривається, цієї енергії недостатньо для підтримання струму до наступного відкриття ключа, бо певна кількість енергії, яка б могла піти на створення електромагнітного поля, споживається джерелом проти-ЕРС. Виникає безструмова пауза (рис. 2.4).

Протягом безструмової паузи навантаження відокремлене від джерела живлення, а напруга на навантаженні дорівнює проти-ЕРС. У режимі безперервного струму середня вихідна напруга пов'язана зі шпаруватістю рівнянням (2.1). Проте поява безструмових пауз порушує цю пропорційність (як і для керованих випрямлячів).

Енергія в схемі рис. 2.1 внаслідок однобічної провідності ключа може передаватися тільки від джерела напруги через переривник до навантаження.

◆ **Приклад 2.1. Передача енергії через послідовний переривник**

Послідовний переривник живиться від джерела постійної напруги $U_d=100$ В. Його навантаженням є двигун постійного струму з індуктивністю обмотки якоря $L_{\text{я}}=9,4$ мГн. Частота модуляції $f_m=1$ кГц, шпаруватість $\gamma=0,5$, проти-ЕРС $E=70$ В. Нехтуючи спадом напруги в активному опорі навантаження, розрахувати та побудувати часові діаграми та середні значення вихідних струму та напруги. Обчислити: максимальний рівень енергії, накопиченої індуктивністю; енергію, спожиту навантаженням та енергію, перетворену на механічну протягом періоду модуляції.

Період модуляції

$$T = 1/f_m = 1/(1 \cdot 10^3) = 1 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Тривалість інтервалу часу, протягом якого відкритий ключ

$$t_1 = T\gamma = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Диференціальне рівняння напруги для цього інтервалу

$$U_d = E + L_{\text{я}} \frac{di}{dt} + iR_{\text{я}}.$$

Якщо знехтувати спадом напруги в активному опорі, струм змінюватиметься за лінійним законом (рис. 2.5)

$$i = \frac{I_m}{t_1} t.$$

Наприкінці інтервалу t_1 струм згідно з диференціальним рівнянням сягне рівня

$$I_m = \frac{U_d - E}{L_{\text{я}}} t_1 = \frac{100 - 70}{9,4 \cdot 10^{-3}} \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 1,596 \text{ А.}$$

Диференціальне рівняння напруги для інтервалу, коли ключ закритий

$$0 = E + L_{\text{я}} \frac{di}{dt} + iR_{\text{я}}.$$

Струм на цьому інтервалі знижується також лінійно:

$$i = I_m - \frac{I_m}{t'_2} t = \frac{I_m(t'_2 - t)}{t'_2}.$$

З диференціального рівняння знайдемо тривалість спаду струму до нуля

$$t'_2 = \frac{I_m L_{\text{я}}}{E} = \frac{1,596 \cdot 9,4 \cdot 10^{-3}}{70} = 2,143 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Оскільки тривалість цього інтервалу менша за

$$t_2 = T(1 - \gamma) = 1 \cdot 10^{-3}(1 - 0,5) = 5 \cdot 10^{-4} \text{ с,}$$

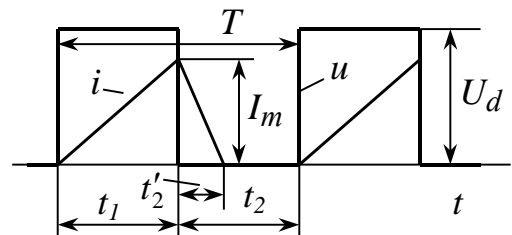


Рис. 2.5.

вихідний струм має переривистий характер. Тому середні значення вихідних напруги та струму будуть

$$U = \frac{U_d t_1 + E(t_2 - t'_2)}{T} = \frac{100 \cdot 5 \cdot 10^{-4} + 70(5 \cdot 10^{-4} - 2,143 \cdot 10^{-4})}{1 \cdot 10^{-3}} = 69,99 \text{ В};$$

$$I = \frac{I_m(t_1 + t'_2)}{2T} = \frac{1,596(5 \cdot 10^{-4} + 2,143 \cdot 10^{-4})}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 0,57 \text{ А}.$$

Як і очікувалося, за нехтуванням спадом напруги в активному опорі середня вихідна напруга дорівнює проти-ЕРС.

Навантаження споживало енергію протягом інтервалу t_1 . Її величина

$$W_1 = \int_0^{t_1} U_d i dt = \int_0^{t_1} \frac{U_d I_m}{t_1} t dt = \frac{U_d I_m t_1}{2} = \frac{100 \cdot 1,596 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}{2} = 0,0399 \text{ Дж}.$$

Енергія, накопичена в індуктивності наприкінці інтервалу t_1

$$W_L = \frac{L_\pi I_m^2}{2} = \frac{9,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,596^2}{2} = 0,01197 \text{ Дж}.$$

Енергія, перетворена на механічну, є інтегралом від потужності, споживаної джерелом проти-ЕРС протягом періоду модуляції (перетворення тривало протягом інтервалів t_1 та t'_2)

$$W = \int_0^T E i dt = \int_0^{t_1} E i dt + \int_0^{t'_2} E i dt = \int_0^{t_1} \frac{E I_m}{t_1} t dt + \int_0^{t'_2} \frac{E(t'_2 - t)}{t'_2} dt = \frac{E I_m (t_1 + t'_2)}{2} =$$

$$= \frac{70 \cdot 1,596 \cdot (5 \cdot 10^{-4} + 2,143 \cdot 10^{-4})}{2} = 0,0399 \text{ Дж}.$$

Як видно, ця енергія дорівнює енергії, спожитій навантаженням, оскільки втрати в активному не враховувалися. ◆

2.2. Паралельний переривник ◆

Якщо потрібно змінити напрям передачі енергії, використовують паралельний переривник (рис. 2.6). Ця схема працює тільки при наявності у складі навантаження джерела проти-ЕРС E та індуктивності.

Коли відкритий тиристор, виникає короткочасне коротке замикання навантаження, і в ньому під дією ЕРС тече зростаючий у часі струм (рис. 2.7), який замикається через тиристор. Похідна цього струму негативна

$$\frac{di}{dt} = \frac{-E - iR_\pi}{L_\pi}$$

і його напрям протилежний тому, який мав місце в схемі рис. 2.1.

Індуктивні елементи навантаження під час відкритого стану ключа накопичують електромагнітну енергію. Діод запобігає короткому замиканню

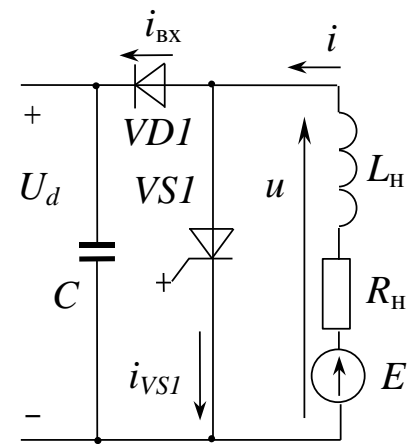


Рис. 2.6. Паралельний переривник

джерела. Коли тиристор закривається, струм навантаження починає зменшуватися. Виникає ЕРС самоіндукції, що направлена згідно зі струмом. Під впливом цієї ЕРС і проти-ЕРС E (якщо їх сума більша від напруги U_d) відкривається діод і струм навантаження протікає колом “навантаження – VDI – конденсатор C – навантаження”. Оскільки проти-ЕРС завжди менша від напруги джерела живлення, похідна струму позитивна

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d - E - iR_H}{L_H} > 0,$$

і струм зменшується.

Енергія, накопичена на попередньому етапі в індуктивності, віддається конденсатору, підзаряджаючи його. Таким чином, у схемі рис. 2.6 рекуперація здійснюється навіть тоді, коли ЕРС двигуна менша від напруги живильної мережі. Однак завжди для рекуперації необхідно, щоб сума проти-ЕРС та ЕРС самоіндукції перевищувала напругу живлення:

$$E + L_H \frac{di}{dt} > U_d.$$

Таким чином, індуктивність відіграє роль буфера, який накопичує енергію, отриману від джерела проти-ЕРС, для подальшої передачі її через переривник до джерела живлення.

Середня вихідна напруга при безперервному струмі, як і в схемі рис. 2.1, визначається формулою (2.1), де під шпаруватістю $\gamma = t_1/T$ розуміється, як і раніше, відносна тривалість прикладення до навантаження напруги живильної мережі (тобто, в даному випадку це є відношення тривалості закритого стану ключа до періоду модуляції, див. рис. 2.7).

Зі зменшенням проти-ЕРС або тривалості відкритого стану тиристора настає, як і в попередній схемі, режим переривистого струму (рис. 2.8).

◆ Приклад 2.2. Рекуперація через паралельний переривник

Двигун постійного струму здійснює гальмування від номінальної швидкості до повної зупинки в рекуперативному режимі за допомогою паралельного переривника. Момент навантаження дорівнює номінальному, гальмівний момент – подвійному номінальному. Параметри переривника: напруга джерела

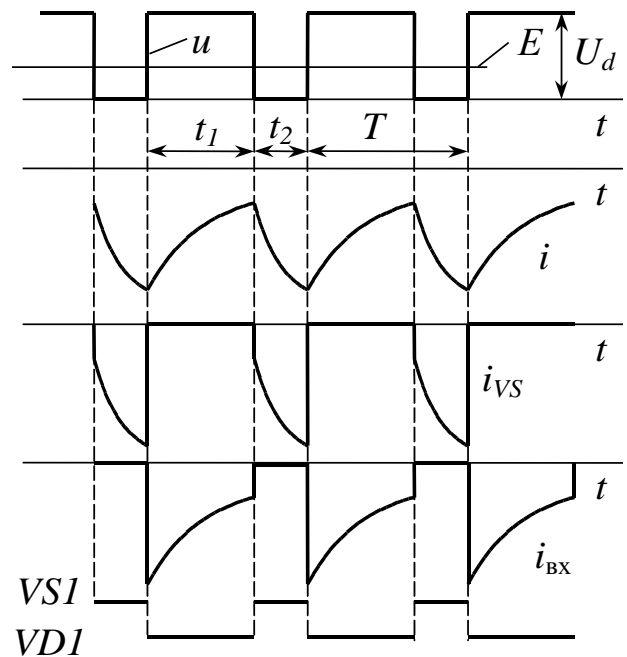


Рис. 2.7. Процеси в паралельному переривнику (безперервний струм)

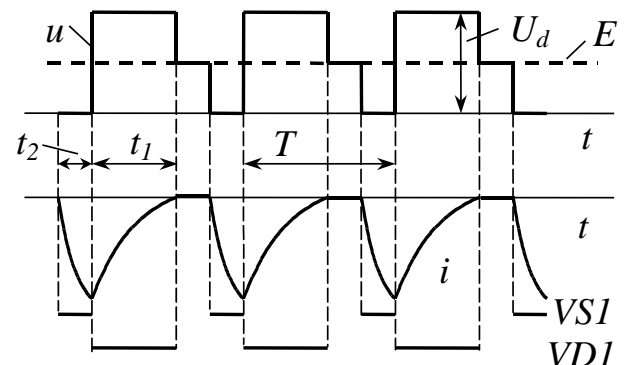


Рис. 2.8. Процеси в паралельному переривнику (переривистий струм)

живлення $U_d=100$ В, ємність фільтру $C=50\,000$ мкФ, порогова напруга транзистора та діода $U_{\text{пор}}=2$ В, динамічний опір транзистора та діода $r_d=0,005$ Ом. Параметри двигуна: номінальна швидкість $\omega_n=52,3$ рад/с; номінальний струм $I_n=54$ А; номінальний момент $M_n=37$ Нм; момент інерції $J=0,348$ кгм²; активний опір обмотки якоря $R_{\text{я}}=0,054$ Ом. Розрахувати напругу на конденсаторі наприкінці гальмування.

Потужність втрат у двигуні в гальмівному режимі

$$\Delta P_{\text{я}} = I_{\text{Г}}^2 R_{\text{я}} = (2I_n)^2 R_{\text{я}} = (2 \cdot 54)^2 \cdot 0,054 = 629,9 \text{ Вт.}$$

Потужність втрат у переривнику

$$\Delta P_{\text{п}} = I_{\text{Г}} U_{\text{пор}} + I_{\text{Г}}^2 r_d = 2 \cdot 54 \cdot 2 + (2 \cdot 54)^2 \cdot 0,005 = 274,3 \text{ Вт.}$$

Тривалість гальмування отримаємо шляхом інтегрування рівняння руху:

$$t_{\text{Г}} = \int_{\omega_n}^0 \frac{J d\omega}{-M_{\text{Г}} - M_{\text{с}}} = \frac{J \omega_n}{M_{\text{Г}} + M_{\text{с}}} = \frac{0,348 \cdot 52,3}{2 \cdot 37 + 37} = 0,1802 \text{ с.}$$

Втрати енергії в двигуні та переривнику протягом гальмування

$$\Delta W = (\Delta P_{\text{я}} + \Delta P_{\text{п}}) t_{\text{Г}} = (629,9 + 274,3) \cdot 0,1802 = 169,9 \text{ Дж.}$$

Механічна потужність на валі двигуна в режимі гальмування

$$P_{\text{Г}} = M_{\text{Г}} \omega.$$

Закон зміни швидкості в режимі гальмування

$$\omega = \omega_n - \varepsilon_{\text{Г}} t.$$

Уповільнення при гальмуванні

$$\varepsilon_{\text{Г}} = \frac{M_{\text{Г}} + M_{\text{с}}}{J} = \frac{2 \cdot 37 + 37}{0,348} = 319 \text{ с}^{-2}.$$

Енергія, перетворена на електричну протягом гальмування

$$\begin{aligned} W_{\text{е}} &= \int_0^{t_{\text{Г}}} P_{\text{Г}} dt = \int_0^{t_{\text{Г}}} M_{\text{Г}} \omega dt = M_{\text{Г}} \int_0^{t_{\text{Г}}} (\omega_n - \varepsilon_{\text{Г}} t) dt = M_{\text{Г}} \left[\omega_{\text{Г}} t - \frac{\varepsilon_{\text{Г}} t^2}{2} \right]_0^{t_{\text{Г}}} = \\ &= M_{\text{Г}} t_{\text{Г}} \left(\omega_n - \frac{\varepsilon_{\text{Г}} t_{\text{Г}}}{2} \right) = M_{\text{Г}} \frac{J \omega_n}{M_{\text{Г}} + M_{\text{с}}} \left(\omega_n - \frac{M_{\text{Г}} + M_{\text{с}}}{2J} \frac{J \omega_n}{M_{\text{Г}} + M_{\text{с}}} \right) = \\ &= \frac{M_{\text{Г}}}{M_{\text{Г}} + M_{\text{с}}} \frac{J \omega_n^2}{2} = \frac{2 \cdot 37}{2 \cdot 37 + 37} \frac{0,348 \cdot 52,3^2}{2} = 348,8 \text{ Дж.} \end{aligned}$$

Енергія, накопичена в конденсаторі перед початком гальмування

$$W_{\text{С1}} = \frac{C U_{d1}^2}{2} = \frac{50000 \cdot 10^{-6} \cdot 100^2}{2} = 250 \text{ Дж.}$$

Енергія, отримана конденсатором протягом періоду гальмування

$$\Delta W_{\text{С}} = W_{\text{е}} - \Delta W = 348,8 - 169,9 = 178,9 \text{ Дж.}$$

Напруга на конденсаторі наприкінці періоду гальмування

$$U_{d2} = \sqrt{\frac{2(W_{\text{С1}} + \Delta W_{\text{С}})}{C}} = \sqrt{\frac{2(250 + 178,9)}{50000 \cdot 10^{-6}}} = 131 \text{ В.} \quad \blacklozenge$$

Паралельний переривник за схемою рис. 2.6 може бути використаний не тільки для забезпечення рекуперативного режиму двигуна постійного струму, а й для отримання напруги, більшої від вхідної. Для цього треба увімкнути джерело вхідної напруги паралельно керованому ключу з дроселем, а конденсаторний фільтр – з іншого боку паралельно навантаженню (рис. 2.9). У цьому випадку схема виконуватиме роль підвищувального переривника (бустера). Подібні схеми знайшли використання в тягових електроприводах, коректорах коефіцієнта потужності (п. 5.3) та імпульсних джерелах живлення (пп. 7.1, 7.2).

Часові діаграми підвищувального переривника зображені на рис. 2.10. На інтервалі накачки дроселя (t_1) відкритий транзистор, і струм дроселя i_L зростає. Оскільки діод закритий, конденсатор розряджається на навантаження (струм навантаження i_H вважаємо незмінним). Після закриття транзистора починається інтервал передачі енергії від дроселя до навантаження (t_2). Струм дроселя починає падати, ЕРС самоіндукції відкриває діод, і розпочинається заряд конденсатора.

Зі збільшенням тривалості відкритого стану транзистора (права частина рис. 2.10) середній струм дроселя і кількість накопиченої в ньому енергії зростають, а конденсатор заряджається до більшої напруги.

Залежність вихідної напруги від вихідної знайдемо, порівнявши один до одного прирости струму дроселя на першому та другому інтервалах (активними опорами нехтуємо):

$$\Delta i_L = \frac{U_{\text{вх}} t_1}{L};$$

$$\Delta i_L = \frac{(U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}) t_2}{L}.$$

Ураховавши, що $t_1 = T\lambda$, а $t_2 = T(1 - \lambda)$ та порівнявши обидва вирази, отримаємо:

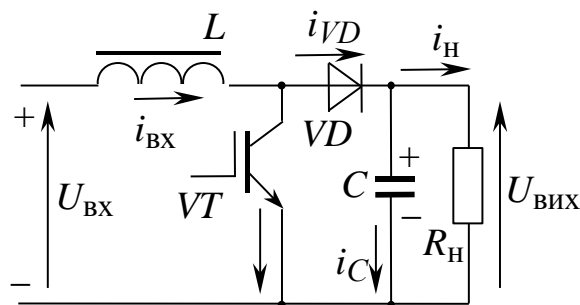


Рис. 2.9. Підвищувальний переривник

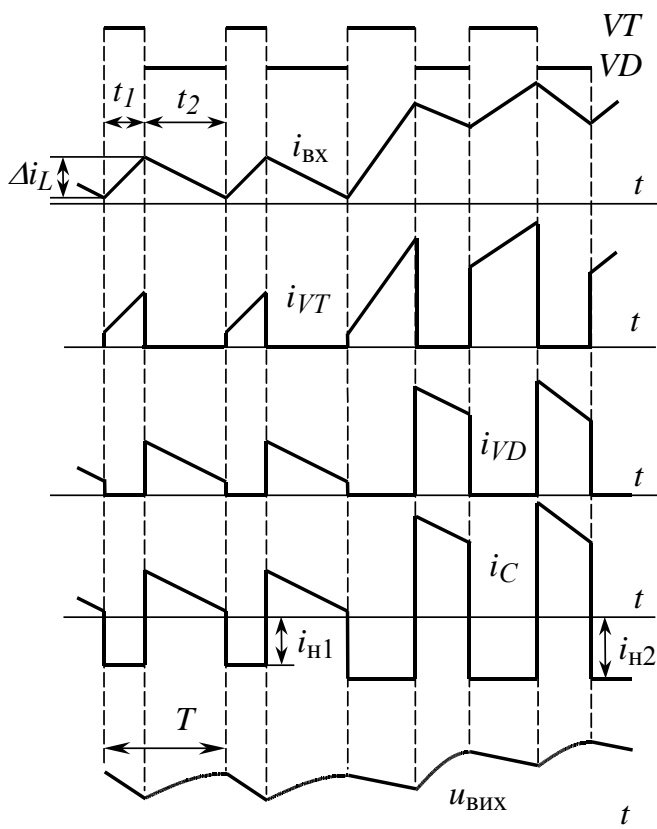


Рис. 2.10. Процеси у підвищувальному переривнику

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 - \lambda},$$

де $\lambda = 1 - \gamma$ – відносна тривалість відкритого стану транзистора.

Регульовальна характеристика схеми зображена на рис. 2.11. Згідно з останнім рівнянням рівень вихідної напруги зі зростанням λ безупинно збільшується (лінія 1), проте врахування активних опорів транзистора та дроселя обмежує максимальну досяжну напругу (лінія 2).

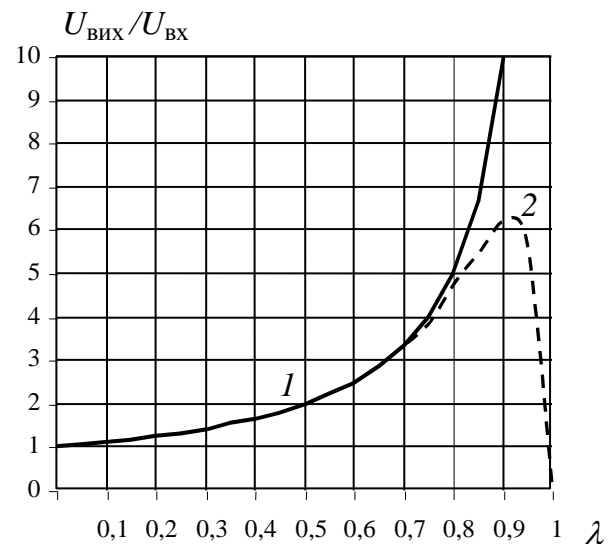


Рис. 2.11. Регульовальна характеристика підвищувального переривника

2.3. Двоквадрантні переривники

Усунути безструмові паузи та забезпечити можливість зміни напрямку струму навантаження можна, об'єднавши схеми рис. 2.1 та 2.6 (рис. 2.12).

У цій схемі ключі отримують керуючі імпульси у протифазі. Однак після закриття одного з них інший відкриється тільки тоді, коли струм навантаження змінить знак (інтервали t'_2 для $VS1$ та t'_1 для $VS2$ на рис. 2.13). Тому на рис. 2.13 пунктиром позначені інтервали часу, коли тиристори мають позитивний потенціал на керуючому електроді, але не відкриті, а суцільною лінією – інтервали їх відкритого стану.

Під шпаруватістю, як і раніше, розуміється відносна тривалість прикладання до навантаження живильної напруги $\gamma = t_1/T$.

На рис. 2.13 зображені часові діаграми для випадку малого навантаження електричного двигуна, коли його ЕРС близька до середньої вихідної напруги переривника. Середнє значення струму $I = \frac{U_d \cdot \gamma - E}{R_H}$ настільки мале, що

його миттєве значення протягом інтервалу t'_2 встигає знизитись до нуля раніш, ніж знову відкривається ключ $VS1$. Оскільки тиристор $VS2$ вже наготові, маючи позитивний потенціал на керуючому електроді, він відкривається, забезпечуючи зміну напрямку струму навантаження.

Протягом періоду модуляції потоки енергії в схемі протікають таким чином:

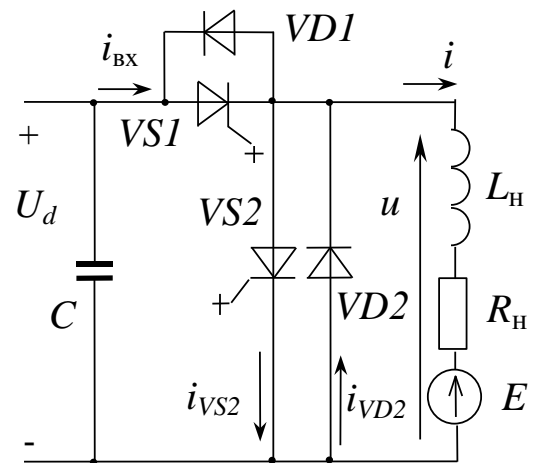


Рис. 2.12. Двоквадрантний переривник із реверсом струму

- інтервал t_2'' – електрична енергія з джерела живлення та конденсатора, а також механічна з джерела проти-ЕРС перетворюється на енергію електромагнітного поля в індуктивності;
- інтервал t_1' – енергія електромагнітного поля з індуктивності та механічна з джерела проти-ЕРС повертається до конденсатора;
- інтервал t_1'' – електрична енергія з джерела живлення та конденсатора перетворюється на механічну в джерелі проти-ЕРС та на енергію електромагнітного поля в індуктивності;
- інтервал t_2' – енергія електромагнітного поля з індуктивності перетворюється на механічну в джерелі проти-ЕРС.

Передача енергії на кожному з цих інтервалів супроводжується також її втратами в активному опорі.

Оскільки середнє значення струму позитивне, навантаженням за період споживається енергії більше, ніж віддається. Якщо збільшити шпаруватість або зменшити проти-ЕРС, різниця $U_d \cdot \gamma - E$ стане настільки великою, що інтервали негативного струму зникнуть (як на рис. 2.2), і передача енергії до конденсатора припиниться. І навпаки, зменшення шпаруватості або збільшення проти-ЕРС призведе до того, що струм стане цілком негативним, і електрична машина перейде до рекуперативного режиму (як на рис. 2.7). На рис. 2.14 зображений процес зміни знаку струму після зменшення шпаруватості. Струм змінює знак, коли середня за період модуляції вихідна напруга стає меншою за проти-ЕРС навантаження.

Для живлення обмоток статора крокових двигунів короткими однополярними імпульсами струму іноді використовують півмостові двоквadrантні переривники (рис. 2.15), в яких можна реверсувати напругу на навантаженні. Після збільшення вихідного струму до потрібного рівня та здійснення чергового переміщення (кроку) ротора транзистори закривають, струм навантаження тече через діоди та конденсатор, а до навантаження прикладається напруга протилежної

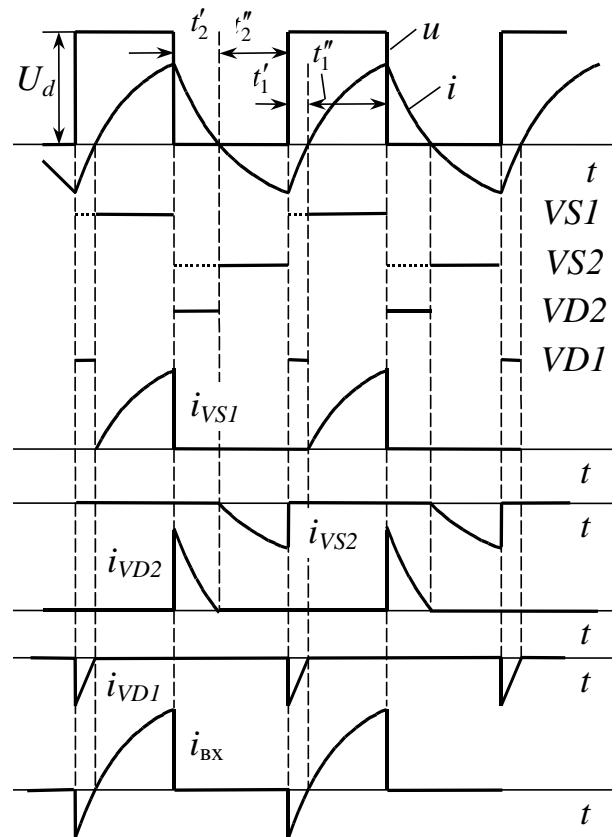


Рис. 2.13. Процеси у двоквadrантному переривнику

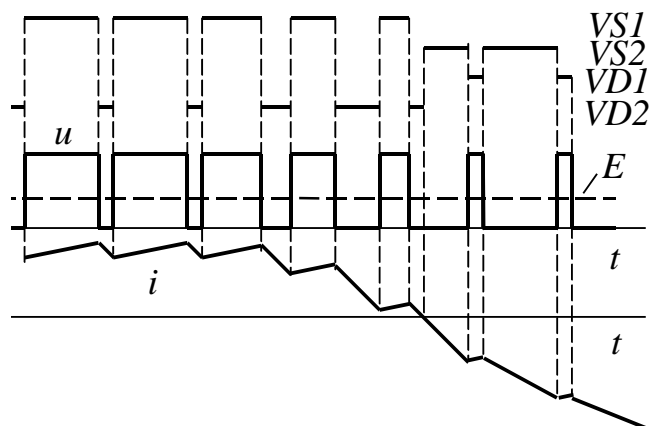


Рис. 2.14. Зміна знаку струму у двоквadrантному переривнику

полярності, яка прискорює зникнення струму в обмотках та підвищує швидкість крокових двигунів. Напрямок струму в такій схемі змінити неможливо. Використання цієї схеми для живлення обмотки якоря двигуна постійного струму дозволяє реалізувати не тільки режим двигуна, а й противмикання.

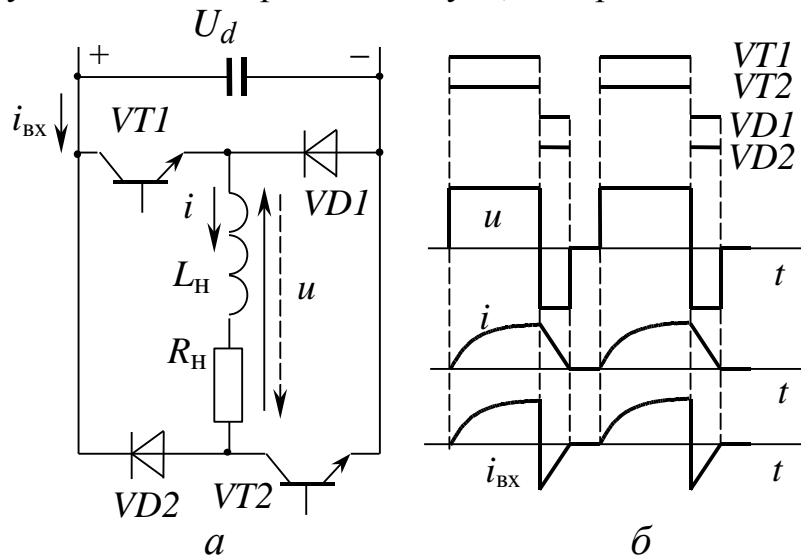


Рис. 2.15. Півмостовий двоквADRантний переривник із реверсом напруги

За роботи переривника в рекуперативному режимі завдяки підзаряду конденсатора від електричної машини напруга на ньому збільшується. Це може призвести до перенапруг, якщо від того ж джерела не живляться інші споживачі, здатні спожити рекуперовану енергію. Для запобігання перенапруг зустрічно-паралельно некерованому випрямлячеві у джерелі живлення вмикають керований інвертор, ведений мережею, через який надлишок енергії конденсатора передається до мережі змінного струму. У малопотужних електроприводах, коли використання інвертора економічно недоцільне, паралельно конденсатору через спеціальний силовий ключ вмикають розрядний резистор, на якому розсіюється невикористана гальмівна енергія.

2.4. Реверсивні (чотириквADRантні) переривники

У схемі рис. 2.12 можливий реверс лише вихідного струму, але не напруги. У реверсивних електроприводах, які потребують зміни напрямку обертання, використовують чотириквADRантні (реверсивні) переривники.

На рис. 2.16 зображений реверсивний переривник із двополярним джерелом живлення (або півмостовий). У схемі використані транзисторні ключі, оскільки подібні переривники використовуються в електроприводах малої потужності.

Ключі в схемі рис. 2.16 працюють звичайно по черзі. Завдяки цьому до навантаження по черзі прикладається напруга різних знаків (позитивна при відкритому $VT1$ та негативна, якщо ві-

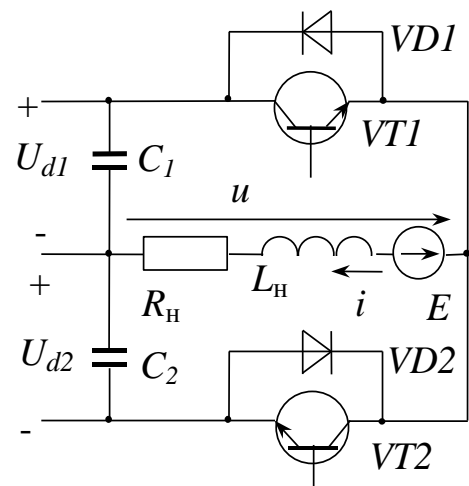


Рис. 2.16. Реверсивний півмостовий переривник

дкриті $VT2$ або $VD2$). Коли шпаруватість $\gamma = t_1/T \gg 0,5$, а проти-ЕРС досить невелика, вихідний струм протікає в напрямку, показаному на рис. 2.16. Часові діаграми для цього випадку наведені на рис. 2.17. Коли закривається ключ $VT1$, струм навантаження під впливом ЕРС самоіндукції продовжує текти через $VD2$ та конденсатор C_2 , підзаряджаючи останній. Через відкритий діод до навантаження прикладається напруга іншого знаку. Такий спосіб модуляції називають двополярною модуляцією.

Середня напруга переривника за двополярної модуляції

$$U = \frac{1}{T} \int_0^T u dt = \frac{U_d t_1 - U_d t_2}{T} = (2\gamma - 1) U_d. \quad (2.3)$$

Зменшення шпаруватості або збільшення проти-ЕРС зменшує струм навантаження. Якщо внаслідок цього протягом інтервалу t_2 струм встигає впасти до нуля (рис. 2.18), відкривається вже й ключ $VT2$, на базі якого позитивний потенціал присутній одразу після закриття $VT1$. Завдяки цьому струм може змінити знак, і безструмова пауза не виникає (рис. 2.17). Подальше зменшення шпаруватості призводить до зміни знаку середніх напруг та струму. Тепер уже не працюватиме ключ $VT1$.

За двополярної модуляції коливання струму вдвічі більші, ніж за однополярної. Це пов'язане з тим, що внаслідок удвічі більшого перепаду напруг похідна струму на етапі його зменшення також більша:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-U_d - E - iR_H}{L_H}.$$

Недоліком схеми рис. 2.16 є перекіс напруг між джерелами U_{d1} та U_{d2} , якщо тривалості роботи ключів $VT1$ та $VT2$ на певному етапі суттєво відрізняються одна від одної. Це вимушує використовувати розрядні ланцюги для вирівнювання напруг на конденсаторах C_1 та C_2 .

Найчастіше в реверсивних електроприводах використовується мостовий переривник (рис. 2.19). Він складається з двох однакових плечей або фаз: верхнього ($VT1$,

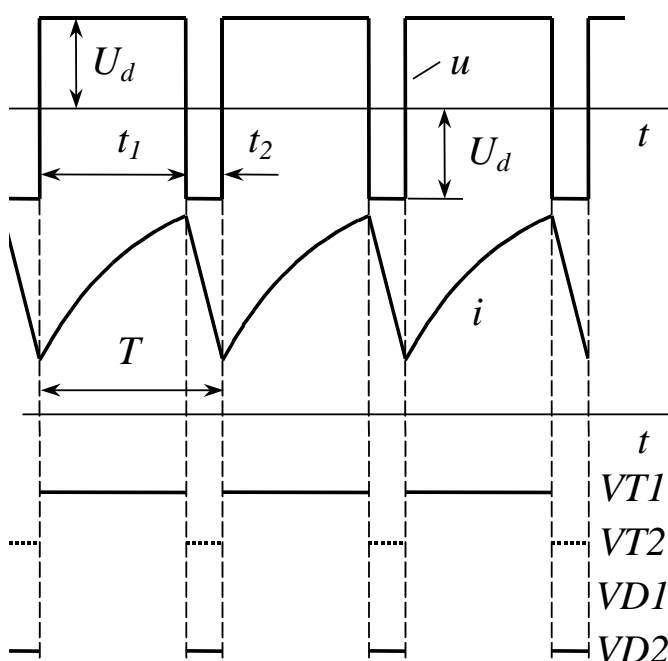


Рис. 2.17. Процеси в півмостовому переривнику (великі струми)

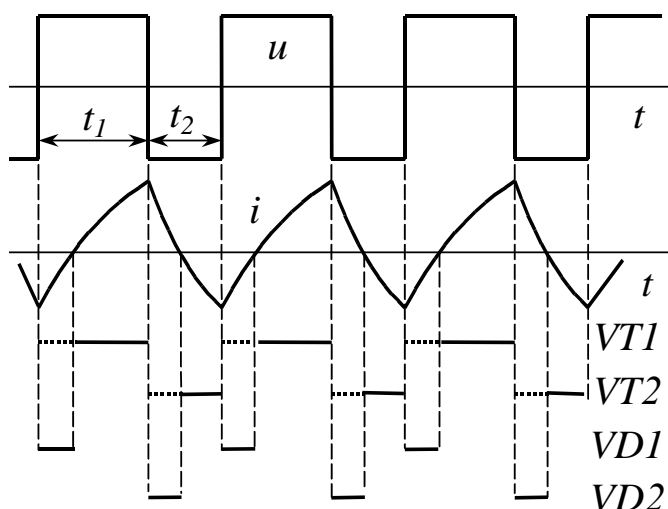


Рис. 2.18. Процеси в півмостовому переривнику (малі струми)

VT2) та нижнього (VT3, VT4). Хоча в ньому вдвічі більше напівпровідникових приладів порівняно зі схемою рис. 2.16, але й більш просте джерело живлення та більші можливості для регулювання. Усі раніше розглянуті схеми (крім рис. 2.16) є фактично фрагментами мостової.

У схемі можлива зміна напрямку як вихідної напруги, так і струму (тобто ця схема – чотириквadrантна). Для цього замість однієї діагоналі моста (наприклад, VT1, VT4) вмикається інша (VT2, VT3). Можлива як однополярна, так і двополярна модуляція вихідної напруги. Надалі переважно розглядатиметься саме ця схема.

2.5. Керування нереверсивними переривниками постійної напруги ♦

Системи керування переривниками, як і системи керування випрямлячами, побудовані за принципом вертикального керування. Однак, оскільки переривник постійної напруги – перетворювач автономний, синхронізація системи керування з живильною мережею, звичайно, не потрібна. Крім того, опорна напруга частіше трикутна, а не пилкоподібна. Блок-схема системи керування послідовним переривником зображена на рис. 2.20, а її часові діаграми – на рис. 2.21.

До входів компаратора К подаються три напруги:

- знакозмінна опорна $u_{оп}$ трикутної форми, період якої задає період модуляції вихідної напруги переривника;
- негативна напруга зміщення $U_{зм}$, яка дорівнює амплітуді опорної напруги $U_{опт}$;
- позитивна напруга керування u_k , яка змінюється в діапазоні від 0 до $U_{опт}$ і пропорційна бажаній середній напрузі на виході переривника.

Призначення напруги зміщення таке ж саме, як і в СІФК випрямлячів: забезпечення нульової вихідної напруги переривника за нульової напруги керування. Завдяки цій напрузі регульовальна характеристика переривника за безперервного струму проходить через початок координат.

У системах керування переривниками використовують генератори опорної напруги автоколивного типу. Одна з можливих схем такого генератора та його часові діаграми зображені на рис. 2.22.

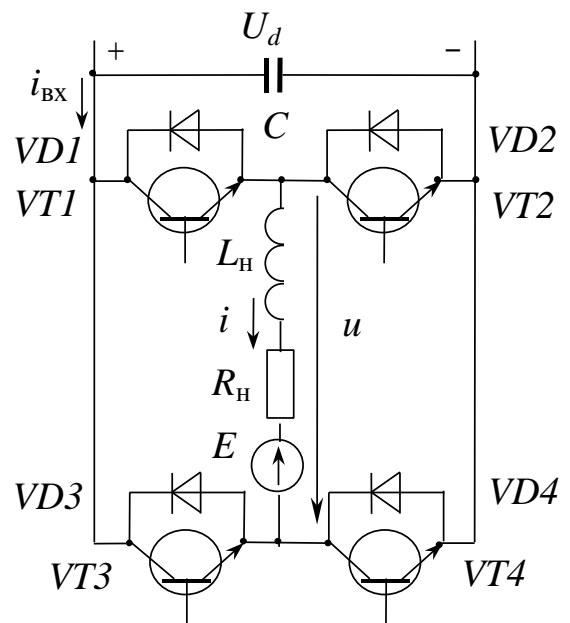


Рис. 2.19. Мостовий переривник

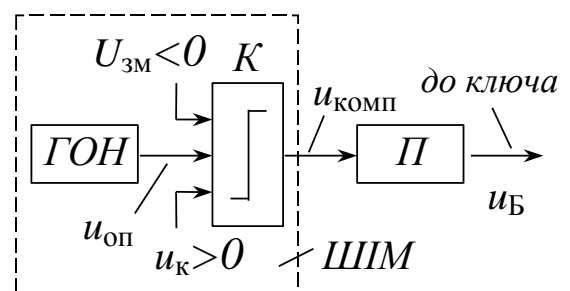


Рис. 2.20. Система керування послідовним переривником

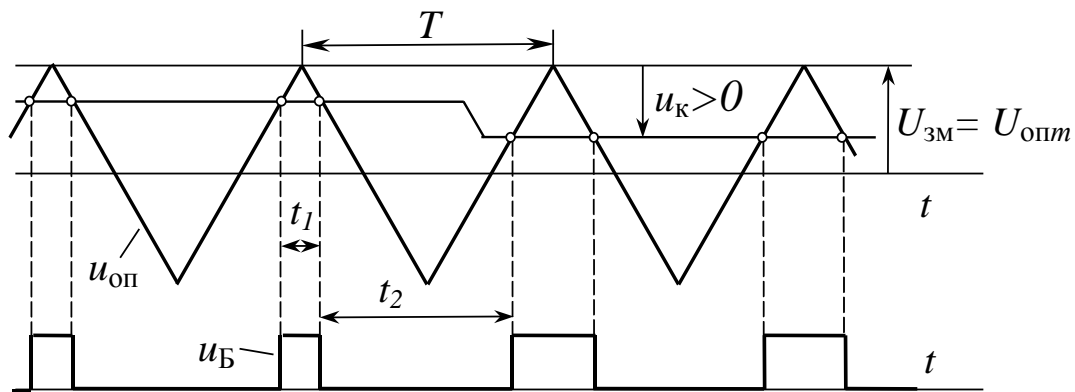


Рис. 2.21. Процеси в системі керування послідовним переривником

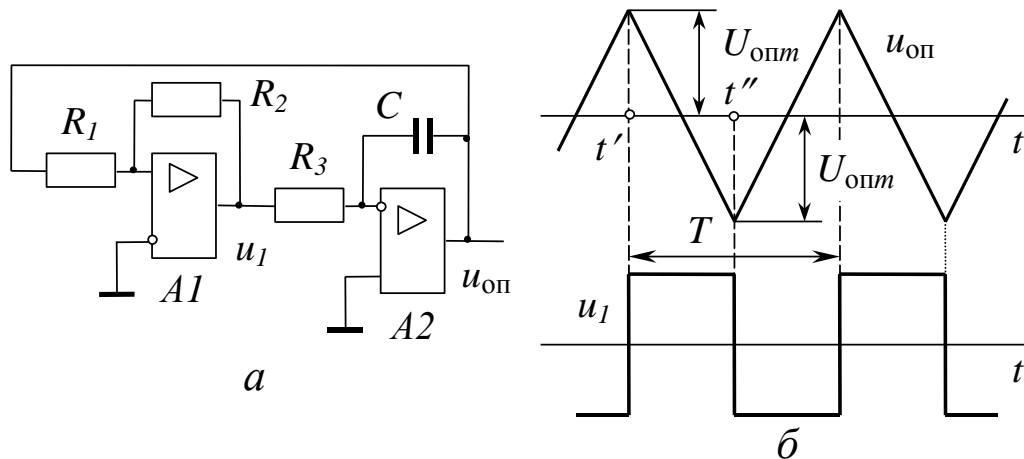


Рис. 2.22. Генератор трикутної напруги

Генератор складається з компаратора $A1$ із позитивним зворотним зв'язком та інтегратора $A2$. Компаратор завдяки позитивному зворотному зв'язку може працювати тільки в режимі насичення і мати вихідну напругу двох рівнів: $+U_{1m}$ та $-U_{1m}$. Якщо в певний момент часу вихідна напруга u_1 компаратора негативна, це призводить до лінійного зростання вихідної напруги інтегратора у позитивному напрямку. Коли ця напруга, ставши позитивною, перевищить поріг перемикавання компаратора $\Delta = U_{1m}R/R_{21}$, сумарний сигнал на неінверсному вході компаратора стане позитивним, він перенасититься (момент часу t' на рис. 2.22,а). До входу інтегратора надійде позитивна напруга, завдяки чому його вихідна напруга почне лінійно знижуватися. Коли вона, ставши негативною, досягне рівня $u_{оп} = -\Delta$ (момент часу t''), компаратор перенасититься у зворотному напрямку. Опорна напруга знову почне зростати за законом

$$u_{оп} = \frac{U_{1m}}{R_3 C} t. \quad (2.4)$$

Таким чином, на виході інтегратора формується трикутна напруга з амплітудою $U_{опм} = \Delta = U_{1m}R_1/R_2$. Період зміни опорної напруги можна знайти, якщо мати на увазі, що протягом половини періоду її приріст дорівнює $2U_{опм}$. Підставивши до формули (2.4) $t = T/2$ та $u_{оп} = 2U_{опм}$, знайдемо звідти період

$$T = \frac{4U_{опм}}{U_{1m}} R_3 C = \frac{4R_1 R_3 C}{R_2}.$$

◆ **Приклад 2.3. Розрахунок генератора трикутної напруги**

Вихідна напруга генератора за рис. 2.22 повинна мати амплітуду $U_{\text{опт}}=8\text{ В}$ та частоту $f_M=10^4\text{ Гц}$. Рівень насичення компаратора у схемі рис. 2.43а $U_{\text{нас}}=10\text{ В}$.

Стала часу інтегратора

$$T_i = \frac{U_{\text{нас}}}{4fU_{\text{опт}}} = \frac{10}{4 \cdot 10^4 \cdot 8} = 31,25 \cdot 10^{-6}\text{ с.}$$

Узявши ємність $C=0,01\text{ мкФ}$, знайдемо

$$R_3 = \frac{T_i}{C} = \frac{31,25 \cdot 10^{-6}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 312,5\text{ кОм.} \quad \blacklozenge$$

Сукупність генератора та компаратора К (рис. 2.20) називають широтно-імпульсним модулятором (ШИМ).

Коли сума сигналів на входах компаратора позитивна, на його виході присутній позитивний потенціал, який після підсилення в підсилювачі П проходить до бази або керуючого електроду силового ключа. Тривалість t_1 керуючих імпульсів u_B на виході системи керування пропорційна керуючій напрузі u_K на її вході (рис. 2.21).

Для побудови системи керування паралельним переривником у схемі рис. 2.20 досить між компаратором та підсилювачем увімкнути інвертор (рис. 2.23). Тоді вихідні імпульси, які подаються до ключа на схемі рис. 1.5, будуть інверсні відносно зображених на рис. 2.21.

Систему керування двоквADRантним переривником отримують шляхом об'єднання двох попередніх систем (рис. 2.24). До обох каналів подаються спільні керуюча, опорна напруга та напруга зміщення. Крім того, додано ще однакові за модулем, але різного знаку напруги U_1 та U_2 . Ці невеличкі напруги трохи змінюють напруги зміщення на входах компараторів К1 та К2 таким чином, щоб розсунути моменти закриття одного ключа та відкриття наступного (затримка або "мертвий час" τ на рис. 2.25). Це потрібно для запобігання короткого замикання джерела, коли наступний ключ (наприклад, VS2), відкриється раніше, ніж VS1 встигне поновити свої запірні властивості.

Унаслідок цього діод (наприклад, VD2 на рис. 2.12) завжди встигає

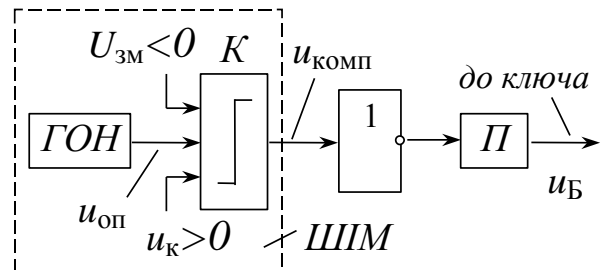


Рис. 2.23. Система керування паралельним переривником

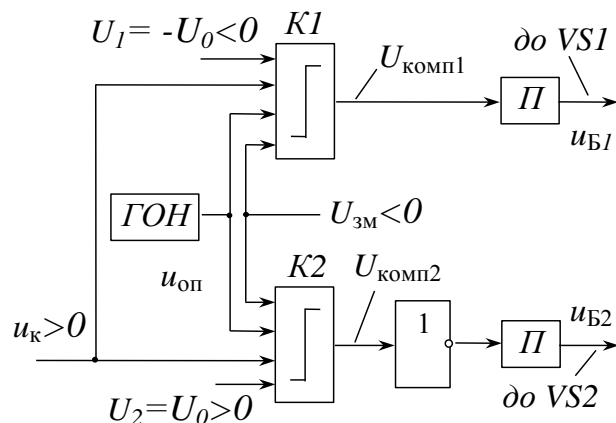


Рис. 2.24. Система керування двоквADRантним переривником

відкритись раніше за тиристор ($VS2$). Негативний потенціал від джерела живлення через відкритий $VD2$ прикладається до $VS1$ і прискорює його закривання. Це дає можливість тому ключу, який виходить із роботи (наприклад, $VS1$), поновити свої запірні властивості раніше, ніж відкриється наступний ключ ($VS2$), і виключає коротке замикання джерела живлення через два відкриті ключі.

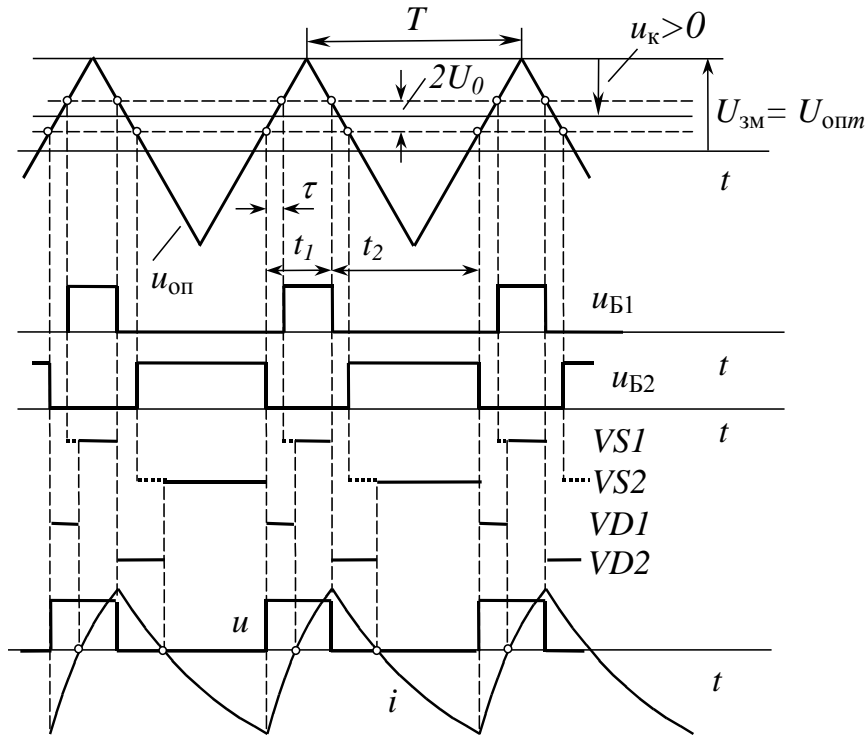


Рис. 2.25. Процеси в системі керування двоквADRантним переривником

Модуль напруг U_1 та U_2 , потрібних для забезпечення затримки τ , можна знайти з рис. 2.25:

$$U_0 = |U_1| = |U_2| = 2\tau U_{\text{опм}} / T.$$

У схемах, розглянутих нижче, подібний розсув керуючих імпульсів також передбачений, але на часових діаграмах не показаний.

2.6. Керування мостовим переривником ◆

Залежно від порядку перемикавання ключів у мостовій схемі можливі різні закони комутації. Основні з них:

- симетричний;
- несиметричні;
- почерговий.

А) Симетричний закон комутації

Симетричний закон комутації (СЗК) полягає в тому, що ключі кожної з діагоналей моста ($VT1, VT4$ або $VT2, VT3$) переключуються попарно, забезпечуючи двополярну ШІМ.

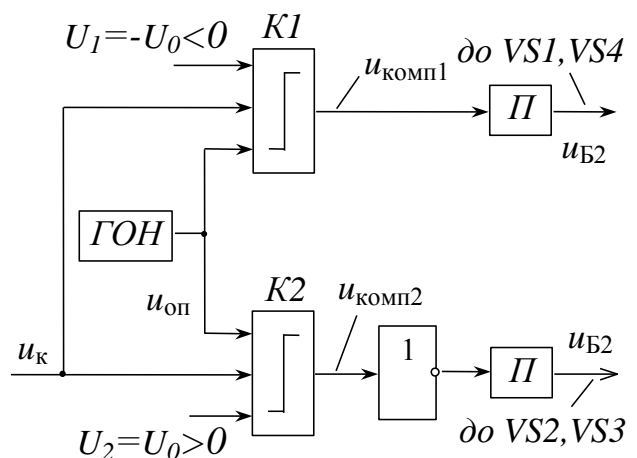


Рис. 2.26. Система керування для симетричного закону комутації

Структура системи керування (рис. 2.26), яка реалізує СЗК, подібна до системи керування двоквadrантним переривником. Різниця лише в тому, що напруга зміщення відсутня, а сигнали, сформовані в кожному з каналів, подаються одразу на два ключі однієї діагоналі.

За нульової керуючої напруги шпаруватість $\gamma=0,5$, а середня напруга на виході переривника дорівнює нулю. Зміна знаку u_k призводить до зміни знаку середньої вихідної напруги. Часові діаграми процесів у переривнику та системі керування для симетричного закону комутації та активно-індуктивного навантаження наведені на рис. 2.27 (для спрощення вплив напруг U_1 та U_2 тут не показаний, див. рис. 2.25).

За симетричного закону комутації до навантаження завжди прикладена напруга від джерела: то однієї полярності (коли відкриті $VT1, VT4$ або $VD1, VD4$), то іншої (коли відкриті $VT2, VT3$ або $VD2, VD3$). Шляхи протікання струму на інтервалах часу t_1, t_2' та t_2'' (рис. 2.27) показані на рис. 2.28. Завдяки тому, що у будь-який момент на базах двох ключів завжди є позитивний потенціал, струм після закривання діода може змінити знак, і виникнення безструмових пауз неможливе.

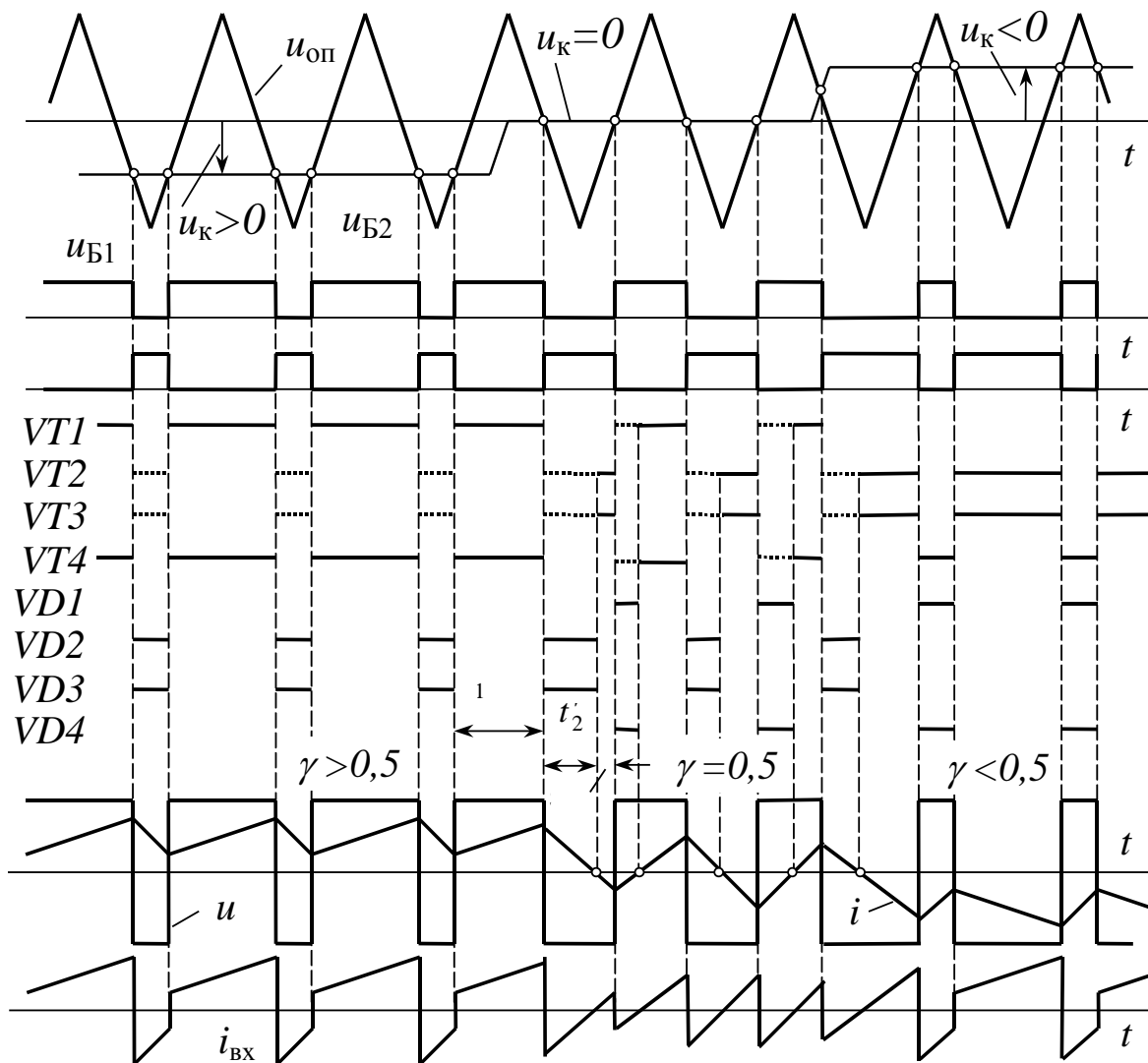


Рис. 2.27. Процеси в мостовому переривнику при симетричному законі комутації

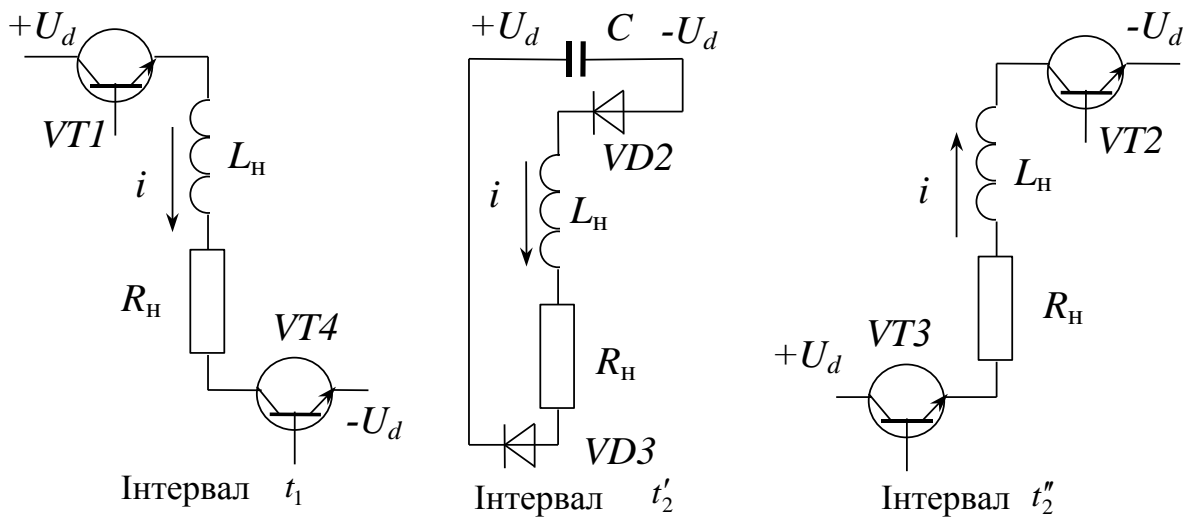


Рис. 2.28. Шляхи протікання струму

Середня вихідна напруга за симетричного закону комутації

$$U = (2\gamma - 1)U_d.$$

Вхідний струм $i_{\text{вх}}$ безперервний та знакозмінний. Останнє означає, що між джерелом живлення та навантаженням через переривник відбувається періодична циркуляція реактивної енергії. Активна потужність

$$P = UI = U_d I_{\text{вх}},$$

передана через переривник за період вихідної напруги, визначається середнім значенням струмів. Середній вхідний струм виходячи з рівняння енергетичного балансу

$$I_{\text{вх}} = (2\gamma - 1)I.$$

СЗК найчастіше використовується у високоточних глибокорегульованих швидкодіючих електроприводах малої потужності.



Приклад 2.4. Мостовий переривник із симетричним законом комутації

Від мостового переривника з симетричним законом комутації та вхідною напругою $U_d = 100$ В живиться двигун постійного струму. Параметри двигуна: номінальна частота обертання $\omega_n = 52,3$ рад/с, номінальний струм $I_n = 25$ А, номінальна напруга $U_n = 37$ В, активний опір обмотки якоря $R_{\text{я}} = 0,242$ Ом. Двигун повинен розігнатися від нульової до номінальної швидкості зі струмом, який втричі перевищує номінальний, а потім загальмуватися до нерухомого стану з таким самим струмом. Розрахувати: шпаруватість на початку та наприкінці розгону; шпаруватість на початку та наприкінці гальмування; максимальні значення середнього вхідного струму впродовж пуску та гальмування.

Пусковий та гальмівний струми

$$I_{\text{п}} = I_{\text{г}} = 3I_n = 3 \cdot 25 = 75 \text{ А.}$$

Напруги на початку та наприкінці пускового та гальмівного режиму визначимо, виходячи з рівняння напруг для кола якоря.

Напруга та шпаруватість на початку пуску

$$U_1 = I_{\text{п}} R_{\text{я}} = 75 \cdot 0,242 = 18,15 \text{ В};$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_d} + 1 \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{18,15}{100} + 1 \right) = 0,5925.$$

Напруга та шпаруватість наприкінці пуску

$$U_2 = U_{\text{н}} = 37 \text{ В};$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_2}{U_d} + 1 \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{37}{100} + 1 \right) = 0,685.$$

Напруга та шпаруватість на початку гальмування

$$U_3 = U_{\text{н}} - I_{\text{г}} R_{\text{я}} = 37 - 75 \cdot 0,242 = 18,85 \text{ В}$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_3}{U_d} + 1 \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{18,85}{100} + 1 \right) = 0,5943.$$

Напруга та шпаруватість наприкінці гальмування

$$U_4 = -I_{\text{г}} R_{\text{я}} = -75 \cdot 0,242 = -18,15 \text{ В};$$

$$\gamma_4 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_4}{U_d} + 1 \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{-18,15}{100} + 1 \right) = 0,409.$$

Оскільки протягом пуску та гальмування середній вихідний струм незмінний, вхідний струм буде найбільшим за найбільшої вихідної напруги:

$$I_{\text{пmax}} = (2\gamma_2 - 1)I_{\text{п}} = (2 \cdot 0,685 - 1)75 = 27,75 \text{ А};$$

$$I_{\text{гmax}} = (2\gamma_4 - 1)I_{\text{г}} = (2 \cdot 0,409 - 1)75 = -13,65. \quad \blacklozenge$$

Б) Несиметричні закони комутації

Несиметричні закони комутації (НЗК) відрізняються від симетричного тим, що:

- для заданого знаку середньої вихідної напруги регулювання здійснюється за допомогою лише однієї діагоналі;
- друга діагональ при цьому в процесі регулювання або зовсім не бере участі, або виконує допоміжні функції;
- один із ключів тієї діагоналі, що працює (наприклад, $VT1$), відкритий протягом усього періоду модуляції, а інший ключ тієї ж діагоналі (наприклад, $VT4$), періодично відкриваючись, забезпечує необхідний рівень вихідної напруги;
- зміна знаку середньої вихідної напруги забезпечується зміною робочої діагоналі.

Завдяки цьому вихідна напруга знаку не змінює, а перемикається між 0 та $+U_d$ або між 0 та $-U_d$. Таким чином, за НЗК здійснюється однополярна ШІМ.

Ключ, який здійснює модуляцію напруги, будемо називати модулюючим. Модулюючі ключі різних діагоналей можуть утворювати групу (наприклад, колекторну $VT1$ та $VT3$), або плече ($VT1$, $VT2$). Існує багато варіантів НЗК, які відрізняються складом модулюючих груп або плечей та наявністю режиму

переривистих струмів. Вибір того чи іншого НЗК впливає на режим роботи ключів та на структуру системи керування. Для навантаження важлива лише відсутність або наявність безструмових пауз. Розглянемо два варіанти несиметричних законів комутації з модулюючою групою $VT1, VT3$: без пауз у струмі та з паузами.

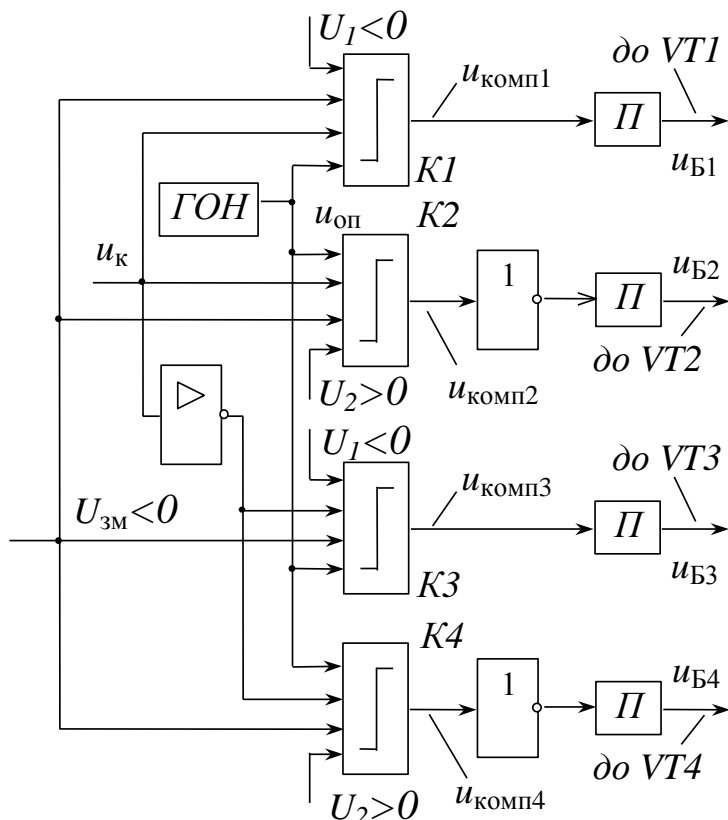


Рис. 2.29. Система керування для несиметричного закону комутації без пауз у струмі

Система керування, яка реалізує НЗК без пауз у струмі, зображена на рис. 2.29. Легко помітити її схожість із системою, показаною на рис. 2.24. Це не випадково, оскільки мостовий переривник складається фактично з двох двоквadrантних переривників ($VT1, VT2$ та $VT3, VT4$).

До відповідних входів кожного з компараторів подають однакові опорну напругу та напругу зміщення (як і в нереверсивних переривниках). Як і при СЗК, до компараторів, які керують ключами одного плеча, подано додаткові напруги різного знаку, що запобігають їх одночасному вмиканню (U_1 та U_2). Крім того, до каналів, які керують ключами, які не входять до складу модулюючої групи, керуюча напруга подається з протилежним знаком через інвертор.

Часові діаграми процесів у системі керування та силовій частині наведені на рис. 2.30 (вплив напруг U_1 та U_2 не врахований). Спочатку (ліва частина рис. 2.30) середня вихідна напруга позитивна, а електрична машина працює в режимі двигуна. Доки керуюча напруга позитивна, алгебраїчна сума сигналів на вході компараторів $K3$ та $K4$ менша від нуля, і на їх виходах – логічний нуль. Завдяки цьому на базі $VT3$ відсутній позитивний потенціал, а на базі $VT4$, навпаки, присутній. До бази $VT1$ позитивний потенціал подається періодично, відповідно з рівнем керуючої напруги. Сигнал, який надходить до бази $VT2$,

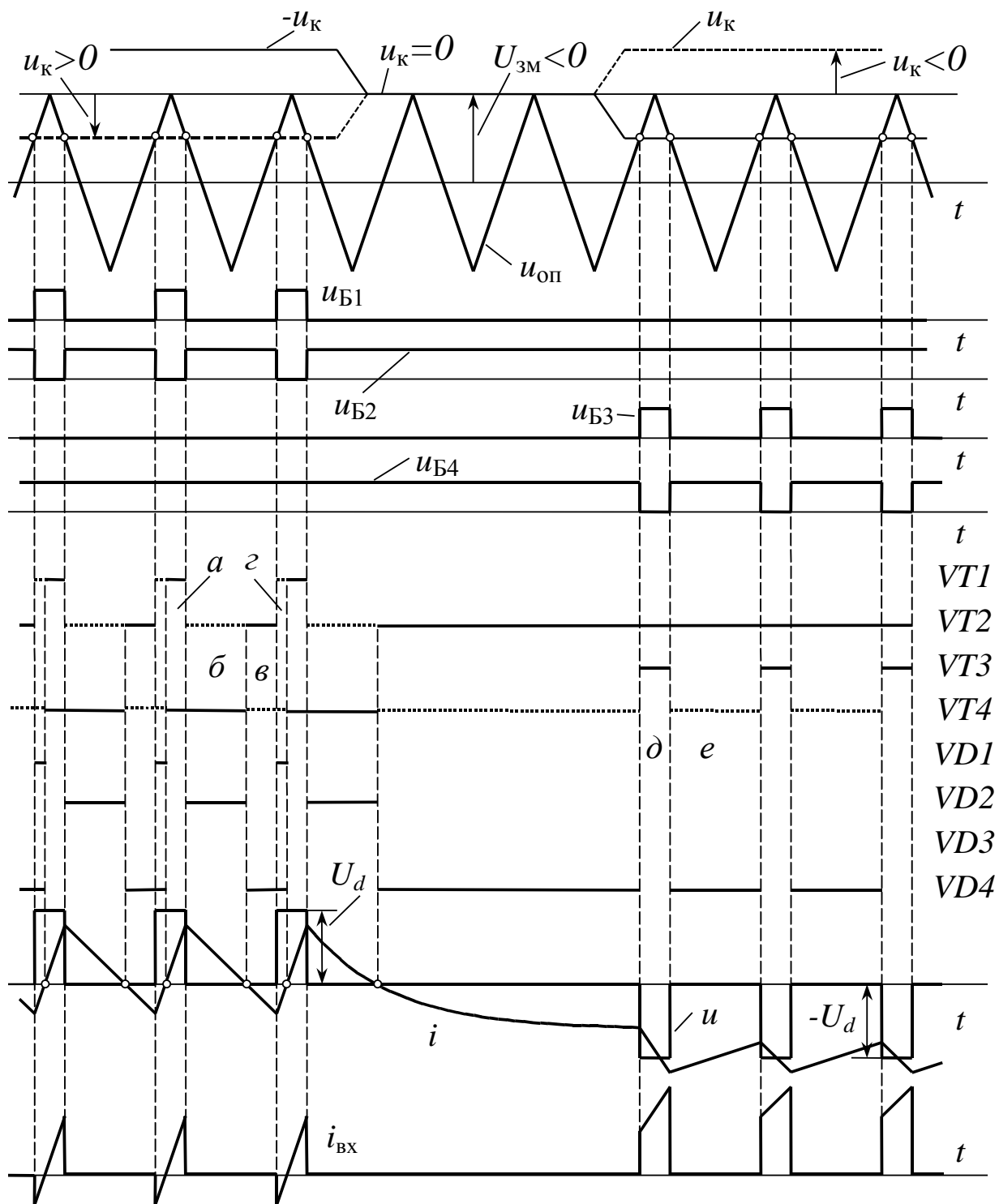


Рис. 2.30. Процеси в переривнику з несиметричним законом керування без пауз у струмі

інверсний відносно сигналу $VT1$. Розглянемо роботу схеми на характерних інтервалах часу, позначених на рис. 2.30 літерами.

- **Інтервал "а"**. Відкриті ключі $VT1$ та $VT4$, до навантаження прикладена напруга $U_d > |E|$ від джерела живлення, похідна струму

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d - E - iR_H}{L_H} > 0,$$

і струм збільшується. Фрагмент силової схеми для цього інтервалу часу зображений на рис. 2.31,а.

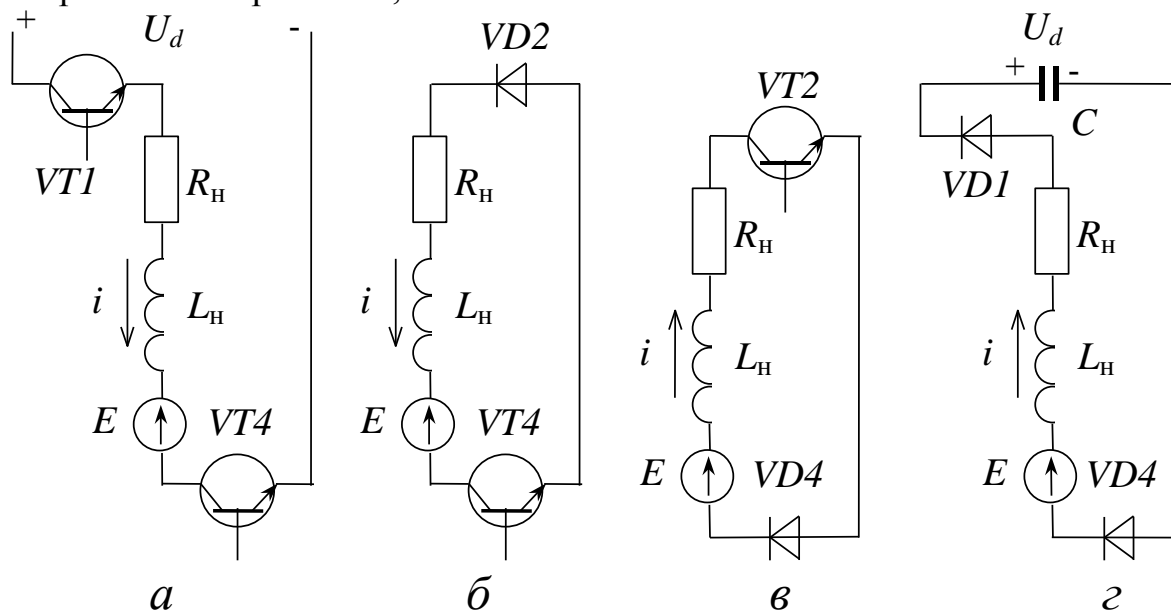


Рис. 2.31. Шляхи протікання струму

- **Інтервал “б”.** Після закривання ключа $VT1$ струм не може стрибком змінитися, і під впливом ЕРС самоіндукції відкривається діод $VD2$. Транзистор $VT2$, зашунтований діодом, відкритися не може, хоча й має позитивний потенціал на базі. Навантаження через відкриті $VT4$ та $VD2$ (рис. 2.31,б) закорочене коротко (вихідна напруга $u=0$). Похідна струму $\frac{di}{dt} = \frac{-E - iR_H}{L_H} < 0$.

Струм зменшується.

- **Інтервал “в”.** Струм під впливом проти-ЕРС змінює напрямок завдяки тому, що на базі $VT2$ присутній позитивний потенціал (рис. 2.31,в).

- **Інтервал “г”.** Після закривання ключа струм продовжує текти, але вже діодом $VD1$ та конденсатором (рис. 2.31,г). Через відкриті діоди до навантаження знову прикладається позитивна напруга, як і на інтервалі “а”. Струм зменшується.

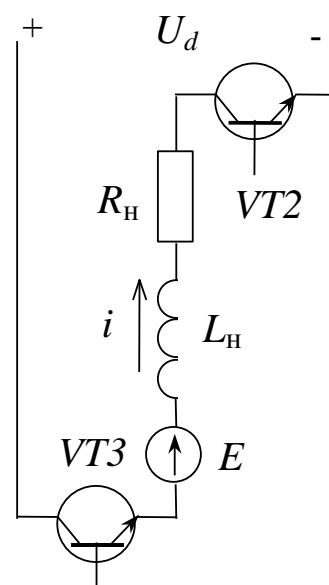


Рис. 2.32
Шлях протікання струму після реверсу діагоналі

Після зменшення струму до нуля знову відкриваються $VT1$ та $VT4$, струм змінює напрямок і процеси повторюються.

Коли керуюча напруга знижується до нуля (середня частина рис. 2.27), ключ $VT1$ перестає відкриватися, а $VT2$, навпаки, завжди має позитивний потенціал на базі. Після останнього закривання $VT1$ напруга до навантаження не прикладається, струм змінює знак і досягає усталеного значення $i = I_y = -E/R_H$. Електрична машина протягом цього часу працює в режимі динамічного гальмування.

Після зміни знаку керуючої напруги (права частина рис. 2.30) діагоналі міняються ролями. Після відкриття $VT3$ (інтервал часу “ δ ” на рис. 2.30) через нього до катоду $VD4$ подається позитивний потенціал, той закривається, а до навантаження прикладається живильна напруга з іншою, ніж раніше, полярністю (рис. 2.32). Похідна вихідного струму $\frac{di}{dt} = \frac{-U_d - E - iR_H}{L_H} < 0$. Струм зростає в негативному напрямку. Закривання ключа $VT3$ (інтервал часу “ e ” на рис. 2.30) має наслідком відкриття діоду $VD4$ (рис. 2.31,в) і зниження струму. Надалі процеси повторюються. Електрична машина працює в режимі противмикання, оскільки напрямок струму збігається з напрямком живильної напруги та проти-ЕРС (обидва джерела віддають енергію).

Таким чином, однополярна ШІМ здійснюється ключами $VT1$ та $VT3$, а $VT2$ та $VT4$ забезпечують можливість зміни знаку струму, що запобігає появі безструмових пауз.

Система керування, яка реалізує НЗК із безструмовими паузами, зображена на рис. 2.33, часові діаграми – на рис. 2.34.

Як і в попередньому варіанті НЗК, ШІМ здійснюється ключами $VT1$ та $VT3$. Однак при одній полярності керуючої напруги працюють тільки ключі однієї діагоналі. На базі одного з них ($VT2$ або $VT4$) завжди присутній позитивний потенціал, і він наготові для роботи.

Шлях протікання струму та перебіг процесів для обох варіантів НЗК багато в чому схожі (принаймні для інтервалів часу, позначених на рис. 2.30 та 2.31 літерами “ a ”, “ b ”, “ δ ”, “ e ”). Однак після зниження струму до нуля він не може змінити знак, оскільки транзистор неробочої діагоналі не має на базі позитивного потенціалу. З’являється безструмова пауза.

Після зменшення керуючої напруги до нуля струм також зрештою зникає, а електрична машина працює в режимі вільного вибігу. У режимі безперервного струму робота згідно з обома законами комутації цілком аналогічна. За такого закону комутації коротке замикання джерела живлення через відкрите плече неможливе і потреба у введенні мертвого часу відсутня.

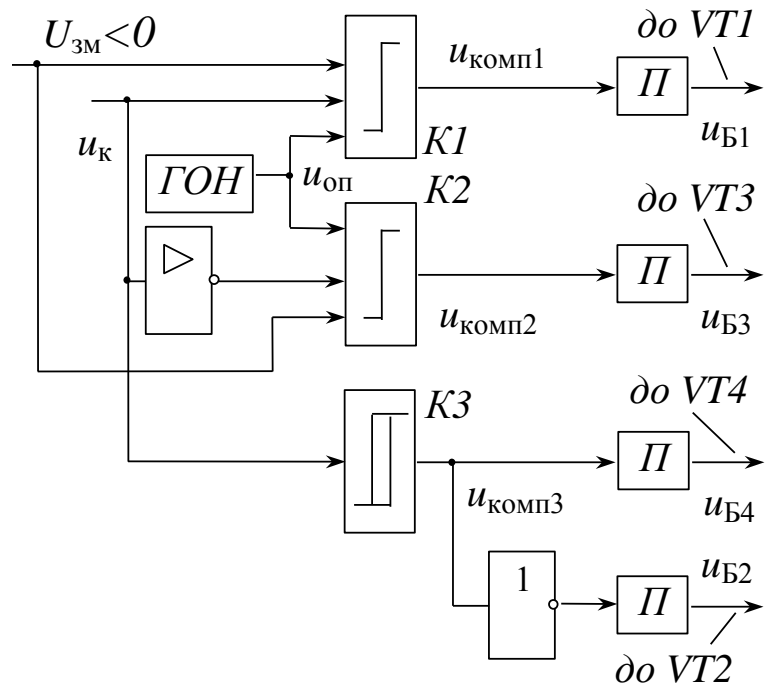


Рис. 2.33. Система керування для несиметричного закону комутації з безструмовими паузами

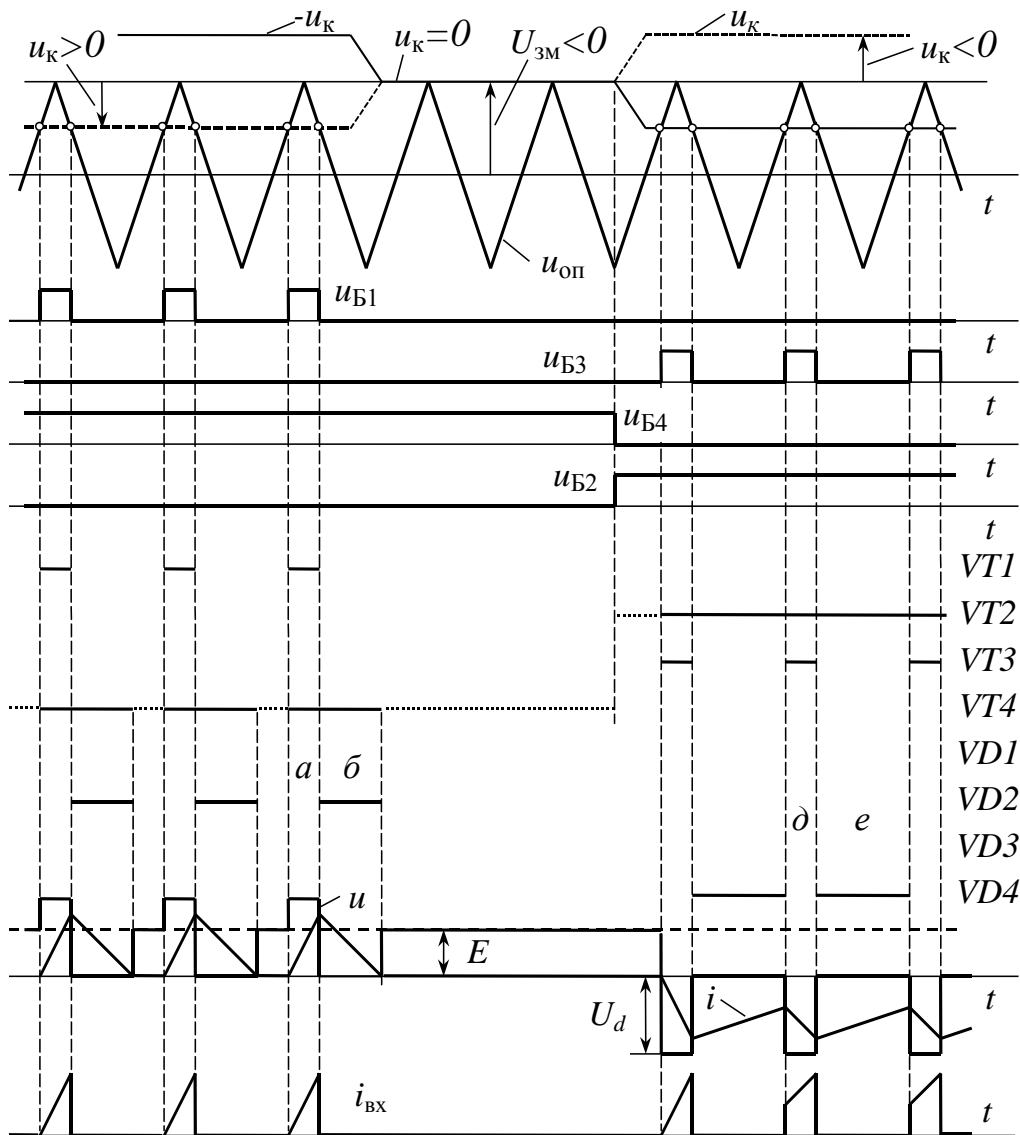


Рис. 2.34. Процеси в мостовому переривнику при несиметричному законі комутації з безструмовими паузами

В) Почерговий закон комутації

Система керування для почергового закону (рис. 2.35) дуже схожа з системою рис. 2.29, але внаслідок відсутності напруги зміщення характер процесів суттєво відрізняється.

Ключі, які входять до одного плеча, отримують протифазні керуючі імпульси. Крім того, завдяки тому, що до каналу керування нижнім плечем задавальна напруга u_k подається зі зворотним знаком, транзистори цього плеча отримують імпульси, зсунуті на півперіоду опорної напруги (рис. 2.36). Унаслідок цього діагоналі працюють по черзі, комутація відбувається ли-

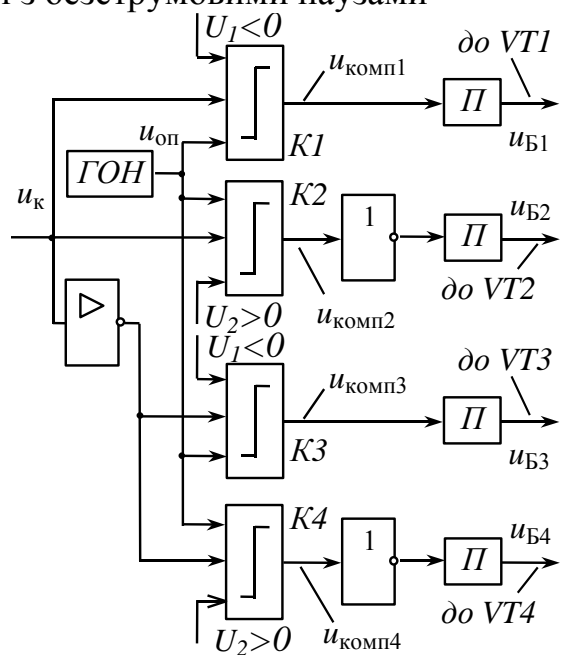


Рис. 2.35. Система керування для почергового закону комутації

ше в одному плечі, а частота модуляції вихідної напруги вдвічі більша за частоту опорної напруги.

Неоднакові і тривалості керуючих імпульсів різних діагоналей: для ключів $VT1$ та $VT4 - (1 + \gamma)T$; для $VT2$ та $VT3 - (1 - \gamma)T$. Під шпаруватістю тут розуміється відносна тривалість прикладення напруги до навантаження. Модуляція напруги – однополярна. Середня вихідна напруга $u = \gamma U_d$.

Завдяки тому, що на будь-яку пару ключів завжди подано керуючу напругу, можливий реверс струму, а безструмові паузи не виникають.

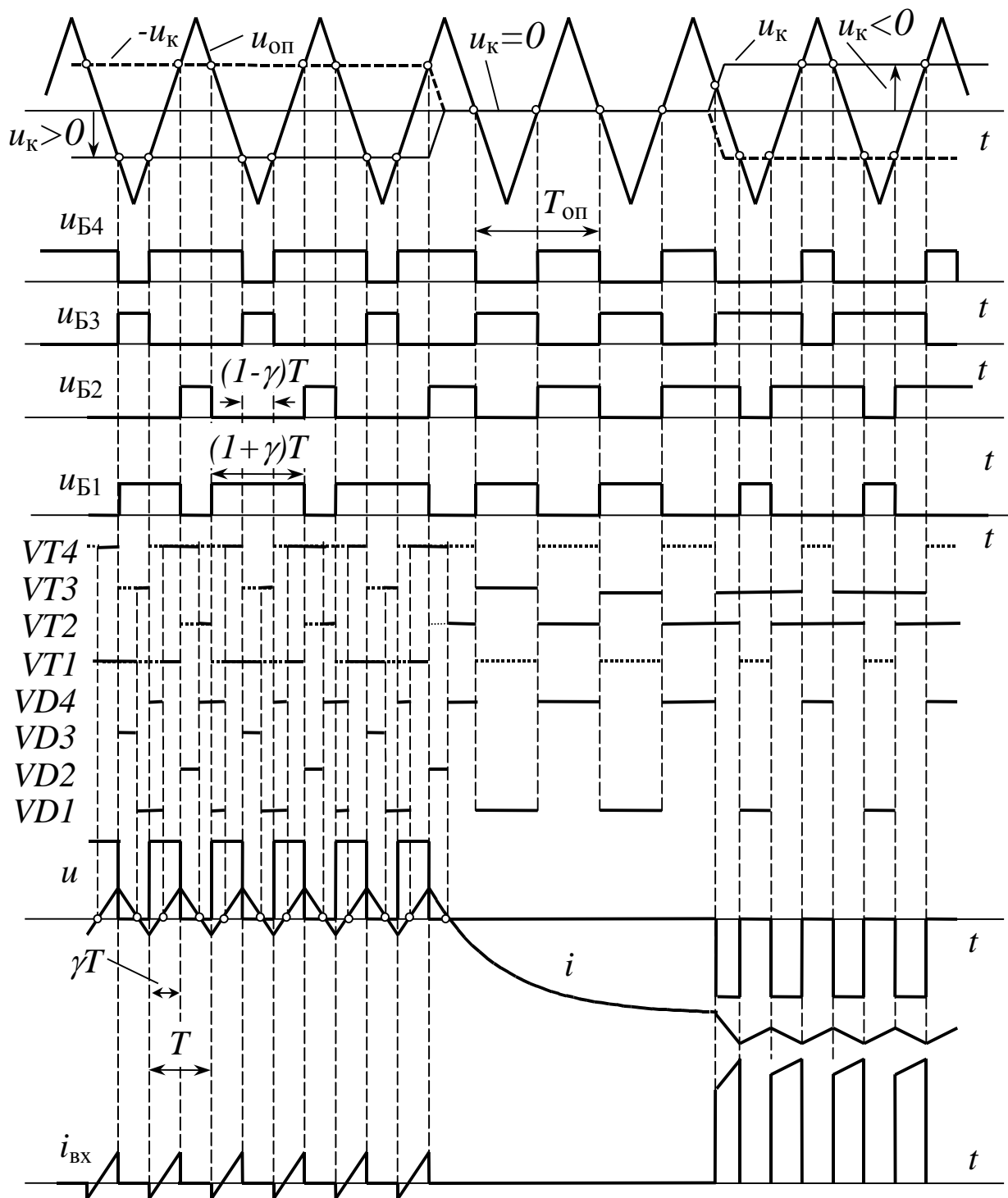


Рис. 2.36. Процеси у переривнику з почерговим законом комутації

На відміну від несиметричних законів усі ключі перемикаються з однією частотою.

На рис. 2.36, як і на рис. 2.30, завдяки зміні шпаруватості електрична машина переходить із режиму двигуна з малим навантаженням через режим динамічного гальмування до противмикання.

Почерговий закон комутації є найбільш досконалим алгоритмом керування і широко використовується для керування не лише переривниками, а й автономними інверторами напруги з ШІМ (див. п. 3.9).

◆ **Приклад 2.5. Побудова діаграм напруги та струму**

Задані часові діаграми імпульсів керування (рис. 2.37,б), поданих на бази транзисторів однофазного мостового переривника (рис. 2.37,а), навантаженням якого є двигун постійного струму. Відповідно з цими імпульсами побудувати приблизний вигляд часових діаграм вихідних напруги та струму переривника, а також транзисторів та діодів для випадків, коли двигун працює в русійному та рекуперативному режимах. Миттєвий струм безперервний і у жодному з режимів знаку не змінює.

Побудову почнемо з діаграми напруги, оскільки її вигляд не залежить від режиму роботи двигуна. На інтервалі часу I , коли ключі однієї діагоналі отримують керуючі імпульси (у даному випадку $VT2$ та $VT3$), до навантаження завжди прикладена напруга (у даному випадку негативна), оскільки забезпечено протікання струму якоря в обох напрямках (або транзисторами, або їхніми зворотними діодами). На інтервалі часу II , коли замість $VT3$ імпульс отримує $VT4$, напруга від джерела не може надійти до якоря, і напруга на ньому дорівнює нулю (див. криву напруги на рис. 2.37,в). Проти-ЕРС якоря в русійному та рекуперативному режимах повинна мати напрям, протилежний середній напрузі.

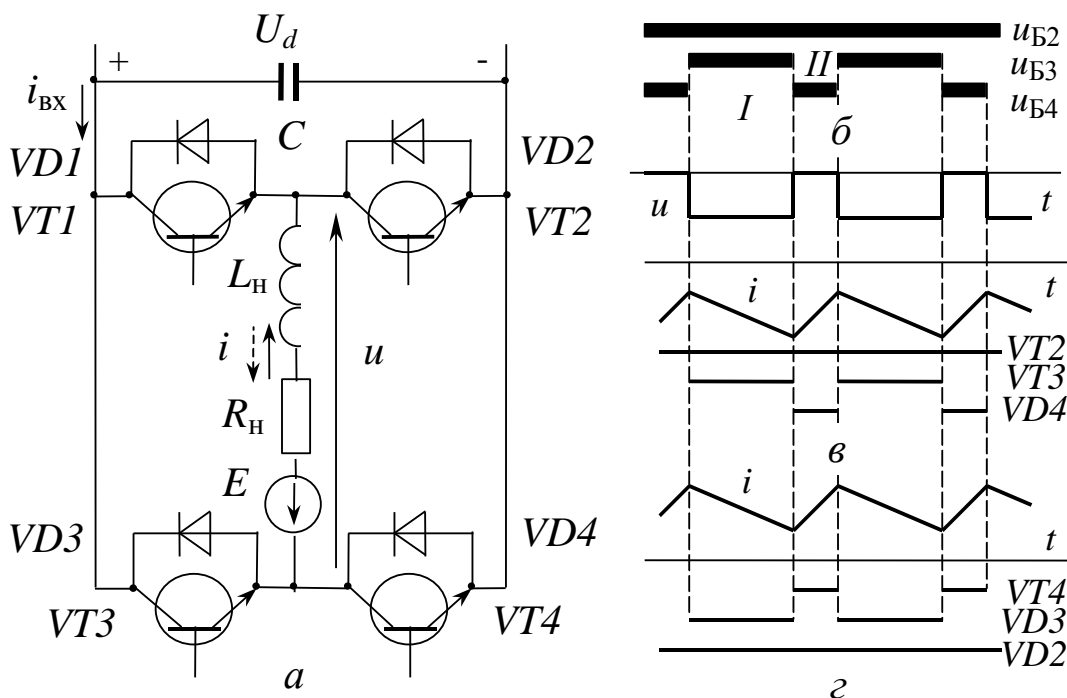


Рис. 2.37. До прикладу 2.5

Якщо двигун працює в рушійному режимі, знак його струму повинен збігатися зі знаком напруги (тобто у нашому випадку бути негативним). Струм завжди протікатиме у схемі рис. 2.37,а знизу догори. Протікаючи через джерело живлення та ключі $VT2$ та $VT3$ (коли вони обидва мають імпульси керування), струм зростатиме, оскільки його напрям збігається з напрямом напруги U_d у цьому контурі. Якщо керуючий імпульс на $VT2$ відсутній, струм замикатиметься контуром $VT2 - VD4$, у якому є лише джерело проти-ЕРС. Внаслідок того, що її знак протилежний знакові струму, останній знижуватиметься. Діаграми струму, транзисторів та діодів для рушійного режиму зображені на рис. 2.37,в. За роботи двигуна в рекуперативному режимі його струм повинен мати позитивний знак (тобто, протилежний знакові напруги і такий, як знак проти-ЕРС). На інтервалі I він може протікати лише зворотними діодами $VD2$ та $VD3$, знижуючись. Протягом інтервалу II , коли відкритий $VT4$, струм тече ним та діодом $VD2$, зростаючи під впливом проти-ЕРС (рис. 2.37,г). ◆

2.7. Зовнішні характеристики переривника в режимі переривистого струму

Під час розгляду зовнішніх характеристик вважатимемо, що переривник працює на EL -навантаження. За досить високої частоти модуляції таке нехтування активним опором порівняно з індуктивним цілком прийнятне.

Нехай електрична машина працює двигуном. У режимі переривистого струму протягом інтервалу t_1 (рис. 2.38) струм зростає до рівня

$$I_m = \frac{U_d - E}{L_H} t_1 = \frac{U_d - E}{L_H} T \cdot \gamma. \quad (2.5)$$

Оскільки він знижується до нуля протягом інтервалу t' , для цього інтервалу можна записати ще один вираз для амплітуди струму

$$I_m = \frac{E}{L_H} t',$$

звідки тривалість зниження струму

$$t' = \frac{U_d - E}{E} t_1 = \left(\frac{U_d}{E} - 1 \right) T \cdot \gamma.$$

Середній струм

$$I = \frac{I_m (t_1 + t')}{2T} = \frac{U_d - E}{E} A \gamma^2,$$

де $A = \frac{U_d T}{2L_H}$ – коефіцієнт, який чисельно дорівнює величині, якої досягне

струм протягом половини періоду модуляції за відсутності проти-ЕРС.

Оскільки падінням напруги в активному опорі знехтувано, середня вихідна напруга переривника в режимі переривистого струму дорівнює проти-ЕРС. Тоді з останнього виразу матимемо рівняння зовнішньої характеристики

$$U = E = U_d \frac{A \gamma^2}{A \gamma^2 + 1}.$$

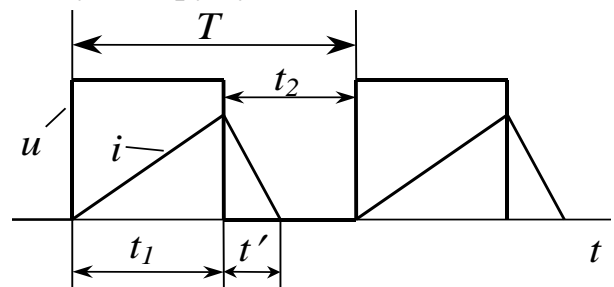


Рис. 2.38. До розрахунку середнього вихідного струму

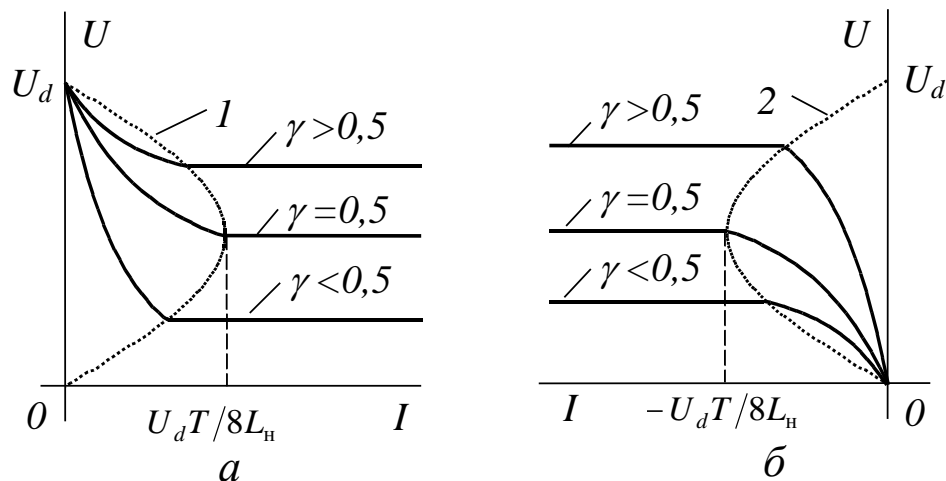


Рис. 2.39. Зовнішні характеристики переривника

Зовнішні характеристики (рис. 2.39,а) з різними шпаруватостями мають вигляд гіпербол, які виходять із точки $(0, U_d)$.

У режимі гранично-безперервного струму середня напруга $U = U_{\text{гр}} = \gamma U_d$.

Підставивши γ з цього виразу до рівняння ЗХ, отримаємо рівняння граничної лінії (параболи), яка розподіляє області переривистого та безперервного струмів (лінія 1 на рис. 2.39,а):

$$I_{\text{гр}} = \frac{U_d T}{2L_H} \gamma(1 - \gamma) = \frac{U_{\text{гр}} T}{2L_H} \left(1 - \frac{U_{\text{гр}}}{U_d}\right). \quad (2.6)$$

Праворуч граничної лінії розташовані ЗХ режиму безперервного струму, які практично паралельні осі струму.

Подібним чином можна отримати рівняння ЗХ для режиму рекуперації (рис. 2.39,б):

$$U = \frac{U_d I}{A(1 - \gamma^2) + I}.$$

Рівняння граничної лінії аналогічне рівнянню (2.6).

2.8. Регульовальні характеристики переривників ♦

Використовують три типи регульовальних характеристик (РХ) переривників:

- характеристика силової частини як залежність середньої вихідної напруги від шпаруватості $U = f(\gamma)$;
- характеристика системи керування як залежність шпаруватості від керуючої (задавальної) напруги $\gamma = f(u_k)$;
- характеристика переривника в цілому як залежність середньої вихідної напруги від керуючої напруги $U = f(u_k)$. Вона є добутком двох попередніх РХ.

Унаслідок трикутної (кусково-лінійної) форми опорної напруги регульовальні характеристики систем керування є прямим лініями, нахил яких залежить від закону керування переривником.

Характерною особливістю системи керування послідовним переривником (так само, як і паралельного, двоквadrантного та мостового з НЗК) є наявність напруги зміщення, величина якої дорівнює амплітуді опорної напруги $U_{опт}$. Регульовальна характеристика цієї системи керування є прямою лінією, рівняння якої можна знайти з таких міркувань. Згідно з рис. 2.18 нульовій напрузі керування відповідає нульова шпаруватість, а максимальній (яка дорівнює подвоєній амплітуді опорної напруги) – одинична. Звідси залежність між шпаруватістю та напругою керування

$$\gamma = \frac{u_k}{2U_{опт}}. \quad (2.7)$$

У системах керування мостовим переривником із симетричним та почерговим законами комутації напруга зміщення відсутня, а максимальна напруга керування, якій відповідає $\gamma = 1$, дорівнює амплітуді опорної (рис. 2.27 та 2.30).

Для почергового закону нульовій напрузі керування відповідає нульова шпаруватість. Тому РХ системи керування так само проходить через початок координат, хоча нахил вдвічі більший порівняно з (2.7)

$$\gamma = \frac{u_k}{U_{опт}}. \quad (2.8)$$

Оскільки за симетричного закону нульовій напрузі керування відповідає шпаруватість $\gamma=0,5$, рівняння РХ системи керування буде

$$\gamma = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_k}{U_{опт}} \right). \quad (2.9)$$

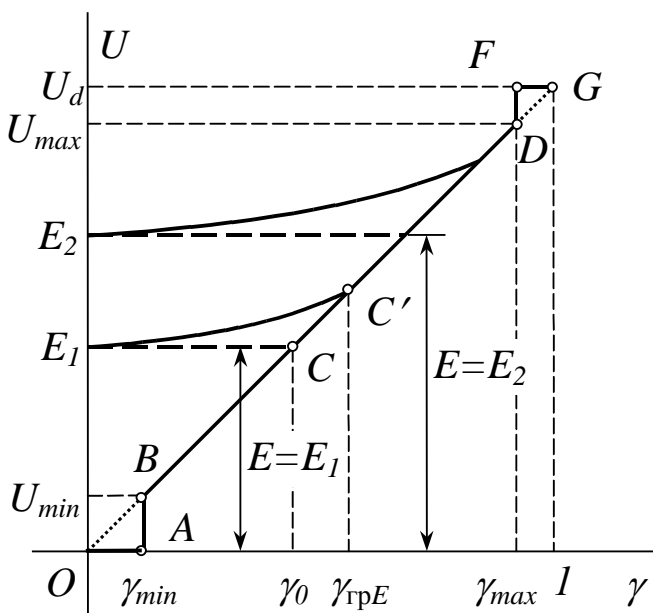


Рис. 2.40. Регульовальна характеристика силової частини послідовного переривника

Вигляд РХ силової частини в режимі безперервного струму залежить від типу широтно-імпульсної модуляції: для однополярної ШІМ $U = \gamma U_d$; для двополярної $U = (2\gamma - 1)U_d$. В обох випадках вона є прямою лінією. Поява пауз у вихідному струмі викривлює її.

У послідовному переривнику можлива лише однополярна модуляція, тому РХ його силової частини – пряма, що виходить із початку координат. На рис. 2.40 вона зображена лінією $OBDG$.

Реальні напівпровідникові

ключі (як керовані, так і некеровані) потребують певного часу, щоб включитися ($t_{вкл\min}$). Тому, якщо враховувати реальні властивості ключів, у регульовальній характеристиці з'являються нелінійні ділянки OAB та DFG , а шпаруватості, більші за $\gamma_{\max} = (T - t_{вкл\min})/T$ та менші за $\gamma_{\min} = t_{вкл\min}/T$, недосяжні.

Коли у складі навантаження є проти-ЕРС, РХ викривлюється ще більше. Якщо не враховувати активний опір навантаження, при $\gamma < \gamma_0 = E/U_d$ з'являються паузи в струмі, а вихідна напруга $U=E$ (лінія CE_1 на рис. 2.40). З урахуванням активного опору режим переривистого струму починається за дещо більшої шпаруватості $\gamma_{грЕ} = \frac{E}{U_d(1 - TR_H/2L_H)} > \gamma_0$, а лінія CE_1 є регулювальною характеристикою в цьому режимі.

Для різних проти-ЕРС маємо різні РХ. Кожна з них має ділянку, спільну з РХ для режиму безперервного струму.

Подібна нелінійність ускладнює керування перетворювачем та електроприводом у цілому, і тому режиму переривистого струму намагаються уникнути, підвищуючи частоту перемикання ключів, збільшуючи індуктивність та використовуючи такі схеми переривників або такі алгоритми керування ними, при яких переривистий струм неможливий.

Якщо врахувати рівнянь РХ силової частини (2.1) та системи керування (2.7), матимемо РХ переривника у цілому

$$U = \gamma U_d = u_k \frac{U_d}{2U_{опт}} \quad (2.10)$$

Звичайно, що всі нелінійності, притаманні силовій частині, виявляться і в РХ переривника (порівн. рис. 2.41 та 2.36).

Коефіцієнт передачі переривника

$$k = \frac{dU}{du_k} = \frac{U_d}{2U_{опт}} \quad (2.11)$$

ника

Регулювальна характеристика силової частини паралельного переривника (рис. 2.42) в режимі безперервного струму також описується рівнянням (2.1). При роботі на проти-ЕРС так само виникають паузи у струмі (зі шпаруватостями, більшими

від граничної $\gamma'_{грЕ} = \frac{E}{U_d(1 + TR_H/2L_H)} < \gamma_0$), але форма РХ інша, оскільки середня вихідна напруга не може бути більшою від проти-ЕРС. Рівняння РХ системи керуван-

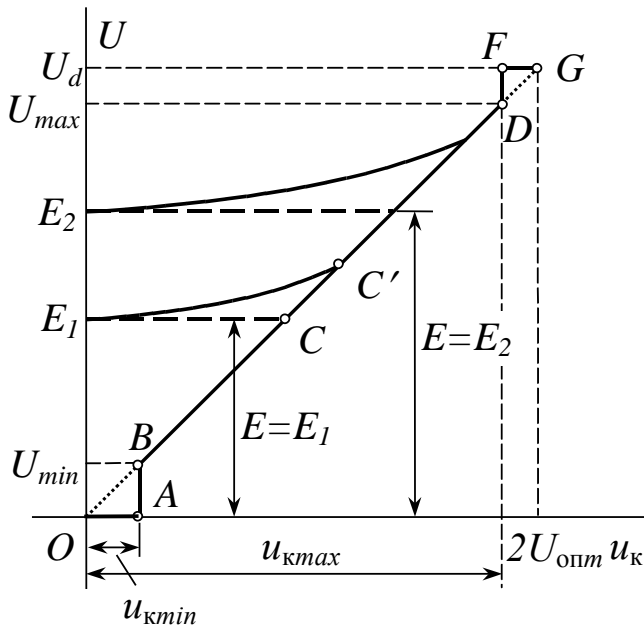


Рис. 2.41. Регулювальна характеристика послідовного переривника

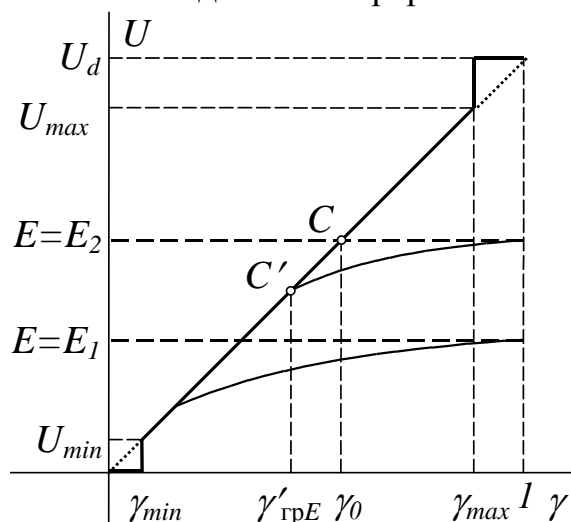


Рис. 2.42. Регулювальна характеристика силової частини паралельного переривника

ня і коефіцієнт передачі такі самі, як і у послідовного переривника (2.10), (2.11). Тому РХ перетворювача у цілому за формою повторює характеристику рис. 2.41.

Характеристики двоквADRантних переривників подібні до РХ одноквADRантних схем, оскільки в них так само можлива лише однополярна ШІМ. Проте можливість зміни знаку струму в схемі рис. 2.9 має наслідком неоднозначність у РХ силової частини такого переривника за наявності пауз у струмі (рис. 2.43). Коли енергія передається до навантаження, переривник працює на ламаній BAG , під час рекуперації енергії від навантаження – на лінії $OA'B'$. Якщо в обох випадках проти-ЕРС однакова, обидві РХ мають спільну асимптоту BB' .

При роботі схеми рис. 2.9 без пауз у струмі (як на рис. 2.10) РХ не матиме нелінійних ділянок, подібних до ліній BA та $A'B'$, і буде прямою (принаймні в діапазоні $\gamma = \gamma_{\min} \dots \gamma_{\max}$).

Оскільки мостовий переривник є сполученням двох двоквADRантних, то за однополярної модуляції його РХ складатиметься з двох однакових гілок, подібних до характеристики рис. 2.42 (перший квадрант рис. 2.44 відповідає роботі однієї діагоналі, третій – іншій). Шпаруватості для третього квадранту умовно показані негативними.

Якщо закон комутації такий, що безструмові паузи відсутні, РХ лінійна в усьому діапазоні шпаруватостей від γ_{\min} до γ_{\max} .

Залежність середньої вихідної напруги від напруги керування для несиметричного закону відповідає виразу (2.10), коефіцієнт передачі – (2.11).

Регульовальні характеристики силової частини мостового переривника з симетричним або почерговим законом комутації мають відповідно вирази

$$U = (2\gamma - 1)U_d \text{ та} \quad (2.12)$$

$$U = \gamma U_d. \quad (2.13)$$

За цих законів перетворювач працює без пауз у струмі. Тому регульовальні характеристики його силової частини (рис. 2.45) має лише нелінійності, обумовлені реальними властивостями ключів, причому обидві вони розташовані в області максимальних вихідних напруг. Завдяки цьому ці нелінійності не обмежують мінімальної напруги та не звужують знизу діапазон регулювання швидкості електропривода.

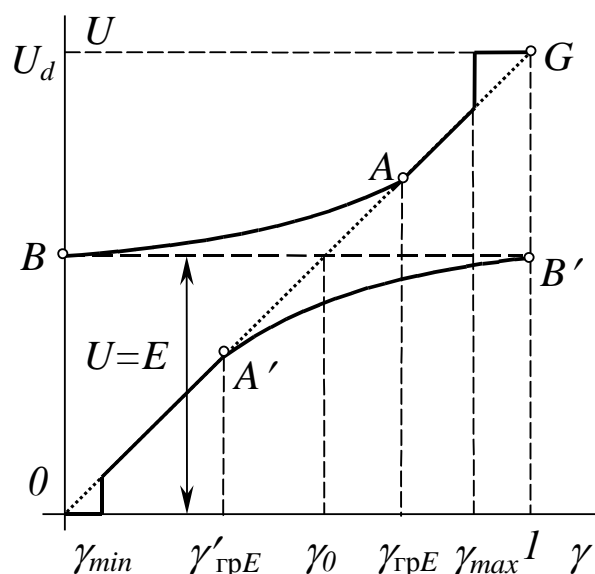


Рис. 2.43. Регульовальна характеристика двоквADRантного переривника за рис. 2.9 із паузами в струмі

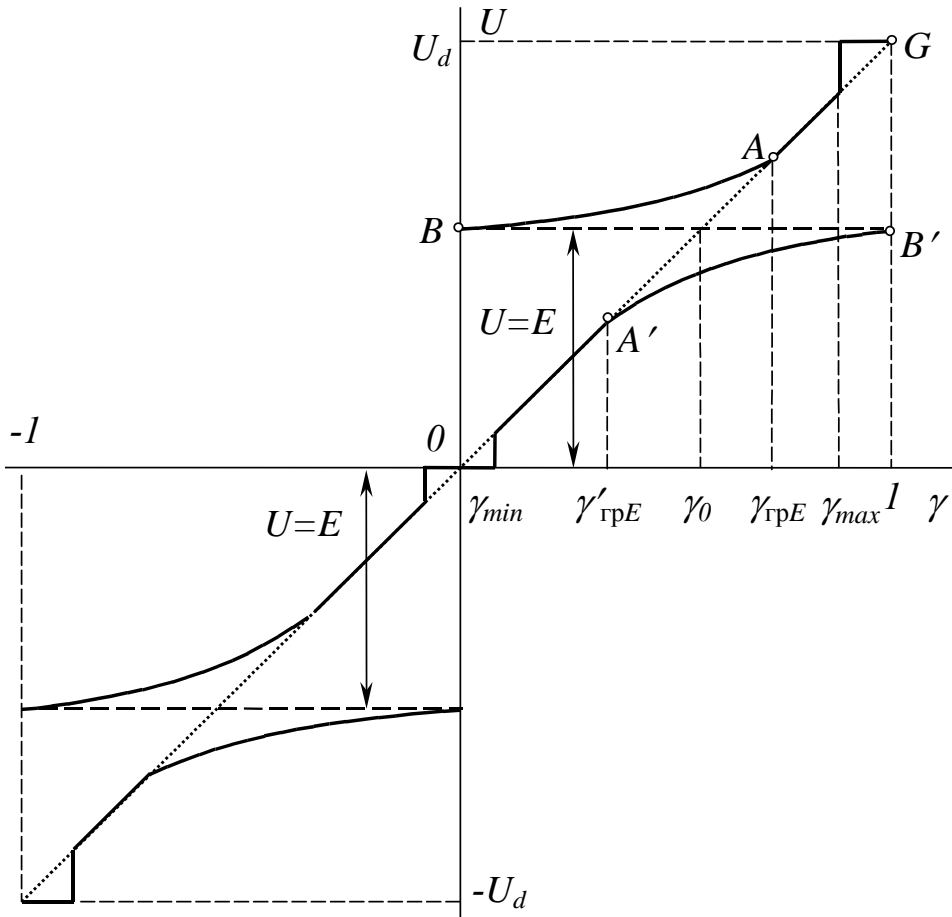


Рис. 2.44. РХ силової частини мостового переривника з несиметричним законом комутації

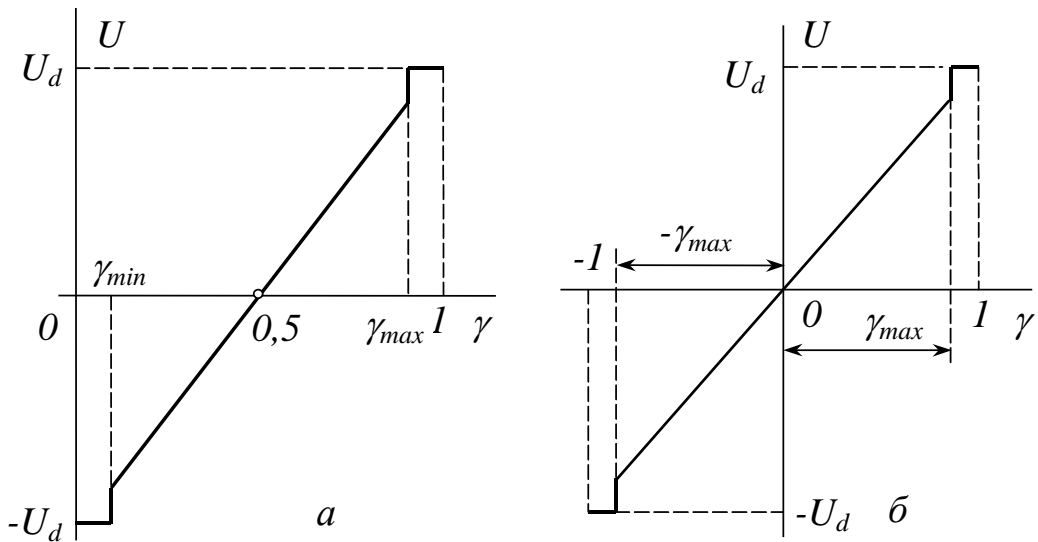


Рис. 2.45. РХ силової частини мостового переривника з симетричним (а) та почерговим (б) законами комутації

Регульовальні характеристики (рис. 2.46) переривника в цілому з урахуванням (2.8), (2.9), (2.12) та (2.13) для обох законів комутації матимуть однаковий вираз

$$U = \frac{U_d}{U_{\text{опт}}} u_k.$$

Тому й коефіцієнт передачі мостової схеми для цих законів удвічі більший, ніж для несиметричних:

$$k = U_d / U_{опт}.$$

◆ **Приклад 2.6. Регульовальна характеристика переривника**

Мостовий переривник із почерговим законом комутації та частотою модуляції $f_m = 1$ кГц живиться від джерела напруги $U_d = 120$ В. Розрахувати: амплітуду опорної напруги $U_{опт}$, за якої коефіцієнт передачі дорівнюватиме 10; напругу U_0 , яка забезпечує мертвий час $\tau = 0,02$ мс; максимально припустиму напругу керування, що відповідає максимальній шпаруватості $\gamma_{max} = 0,98$.

Амплітуда опорної напруги
 $U_{опт} = U_d / k = 120 / 10 = 12$ В.

Період модуляції

$$T_m = 1 / f_m = 1 / 10^3 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Напруга, що забезпечує мертвий час

$$U_0 = \frac{2\tau U_{опт}}{T_m} = \frac{2 \cdot 0,02 \cdot 10^{-3} \cdot 12}{1 \cdot 10^{-3}} = 0,48 \text{ В.}$$

Максимально припустима напруга керування

$$U_{к max} = \gamma_{max} U_{опт} = 0,98 \cdot 12 = 11,76 \text{ В.}$$

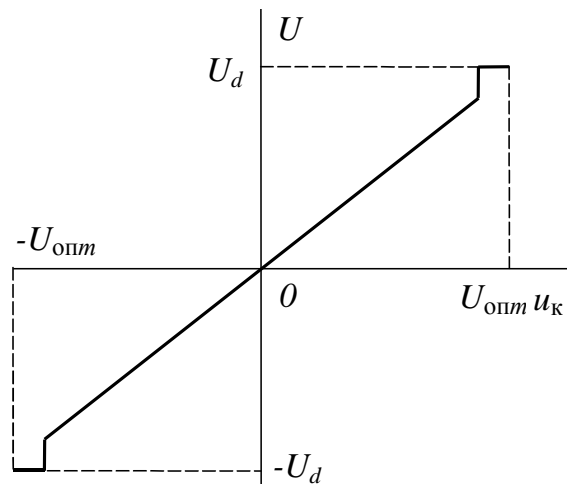


Рис. 2.46. РХ мостового переривника з симетричним та почерговим законами комутації

2.9. Вплив мертвого часу на характеристики переривника

Якщо вихідний струм переривника тривалий час не змінює знак, наявність “мертвого часу” в сигналах керування ключами (п. 2.5) спотворює форму вихідної напруги. На рис. 2.47 показані сигнали керування ключами мостового переривника, його вихідні напруга та струм за різних полярностей останнього. Між моментами зняття сигналів керування з однієї діагоналі та подачею їх до іншої протягом часу τ сигнали взагалі відсутні.

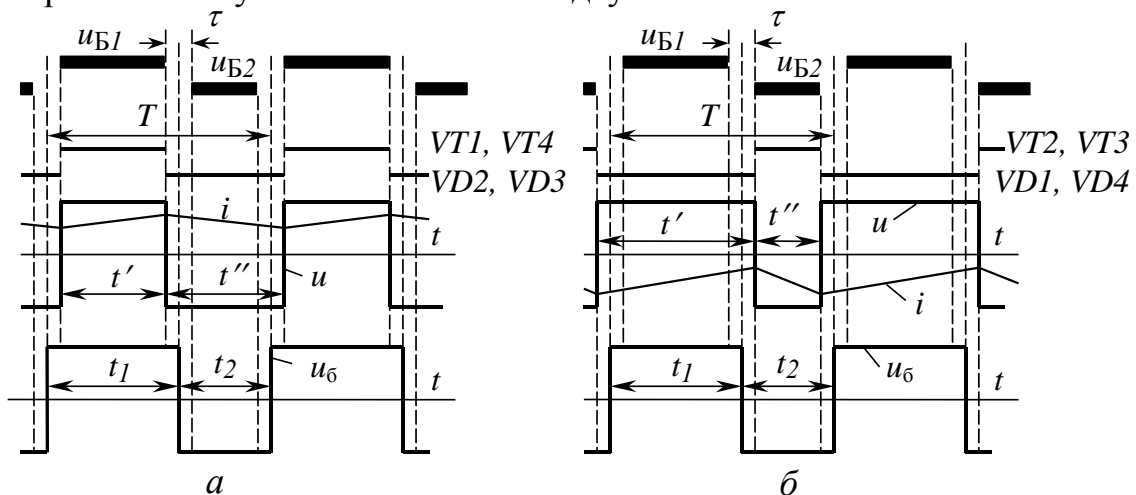


Рис. 2.47. Вплив “мертвого часу” на форму вихідної напруги

За позитивного вихідного струму (рис. 2.47,а) одразу після зникнення сигналу $u_{Б1}$ закриваються транзистори $VT1$ та $VT4$ і відкриваються діоди $VD2$, $VD3$. До навантаження одразу прикладається негативна напруга. Подача до ключів $VT2$ та $VT3$ напруги керування $u_{Б2}$ жодних наслідків не має, оскільки відкриті їхні зворотні діоди. Після отримання транзисторами $VT1$, $VT4$ напруги керування $u_{Б1}$ вони відкриваються, а на виході перетворювача знову з'являється позитивна напруга. Таким чином, моменти зміни знаку вихідної напруги визначаються сигналами керування лише тієї діагоналі, ключі якої здатні проводити позитивний струм. Форма реальної вихідної напруги u відрізняється від бажаної u_6 , яка визначається задавальним сигналом на вході системи керування і не враховує наявності мертвого часу. Тривалості позитивного та негативного імпульсів вихідної напруги змінюються:

$$t' = t_1 - 2\tau;$$

$$t'' = t_2 + 2\tau,$$

її середнє значення – зменшується порівняно з бажаним:

$$U = \frac{t' - t''}{T} U_d = (2\gamma_{VS} - 1) U_d = \left(2\gamma - 1 - \frac{2\tau}{T} \right) U_d.$$

Тут $\gamma_{VS} = \gamma - \tau/T$ – реальна шпаруватість роботи ключів (на відміну від шпаруватості γ , яка не враховує мертвий час).

За негативного струму (рис. 2.47,б) усе відбувається аналогічно, проте середня напруга збільшується:

$$U = \frac{t' - t''}{T} U_d = (2\gamma_{VS} - 1) U_d = \left(2\gamma - 1 + \frac{2\tau}{T} \right) U_d,$$

а $\gamma_{VS} = \gamma + \tau/T$.

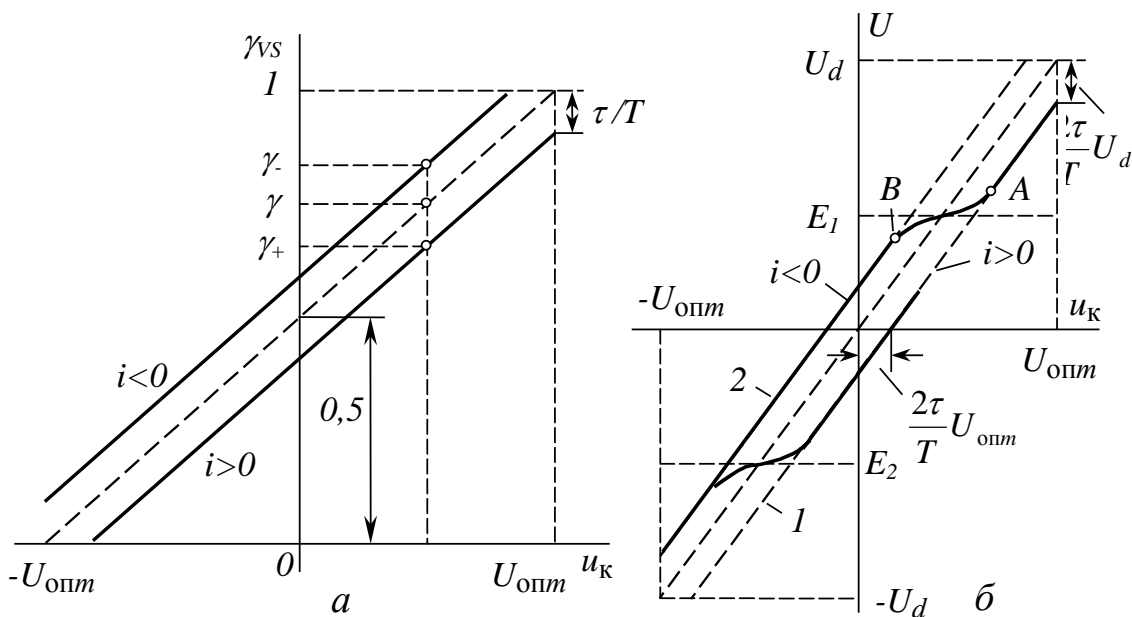


Рис. 2.48. Вплив мертвого часу на регульовальні характеристики переривника

Наслідком такого явища є поява в регульовальній характеристиці переривника неоднозначності (рис. 2.48), коли одному значенню напруги керування відповідають два значення шпаруватості. Коли вихідна напруга близька проти-

ЕРС навантаження, це призводить до нелінійності РХ. На рис. 2.48,б між точками A та B вихідний струм стає знакозмінним протягом періоду модуляції, а робоча точка поступово переміщується з прямої 1, що відповідає одному знаку струму, на пряму 2, на якій знак струму протилежний.

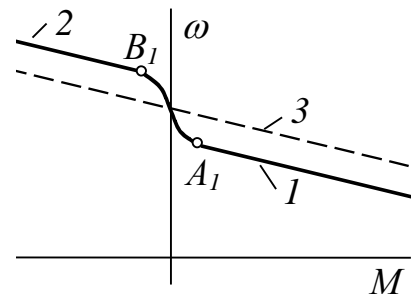


Рис. 2.49. Вплив “мертвого часу” на механічні характеристики електропривода

Нелінійність РХ переривника має наслідком нелінійність механічної характеристики електропривода (рис. 2.49). Вона також має дві гілки (1 та 2), які зсунуті відносно ідеальної механічної характеристики 3, що не враховує мертвий час. Точки A_1 та B_1 на ній відповідають точкам A та B на рис. 2.48,б.

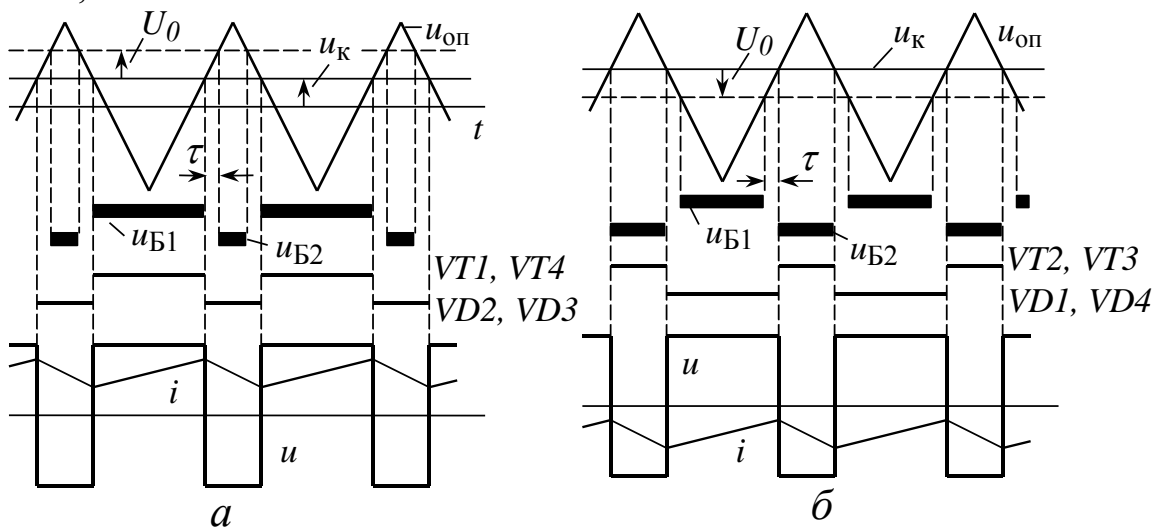


Рис. 2.50. Компенсація впливу мертвого часу

Щоб запобігти небажаних наслідків, у деяких цифрових ШІМ-контролерах, призначених для формування логічних сигналів керування перетворювачами, та драйверах передбачено не тільки реалізацію мертвого часу, а й компенсацію його негативного впливу. Для цього треба знати знак поточного струму і внести певні зміни до системи керування рис. 2.26. Мертвий час вводиться шляхом зміни тривалості не обох імпульсів керування, а лише того, що подається до ключів, які не проводять струм цієї полярності. Так, якщо струм позитивний, скорочується тривалість імпульсу u_{B2} , якщо негативний – u_{B1} . Результат – однакові форми вихідної напруги незалежно від знаку струму (рис. 2.50).

2.10. Коливання вихідного струму переривника ♦

Амплітуду коливань вихідного струму ΔI знайдемо з диференціального рівняння напруг для інтервалу часу $t_2 = (1 - \gamma)T$, на якому навантаження відокремлене від джерела живлення:

$$0 = E + iR_n + L_n \frac{di}{dt}.$$

Знехтувавши падінням напруги в активному опорі, замінивши di на $2\Delta I$ і dt на t_2 (рис. 2.51,а) та маючи на увазі, що $E \approx U = \gamma U_d$, отримаємо параболічну залежність амплітуди коливань від шпаруватості

$$\Delta I = \frac{U_d T \gamma (1 - \gamma)}{2L_H}. \quad (2.14)$$

Найбільшого значення коливання струму досягають за $\gamma = 0,5$. Тоді

$$\Delta I = \frac{U_d T}{8L_H}. \quad (2.15)$$

За двополярної модуляції (рис. 2.51,б) на інтервалі зниження струму до навантаження прикладена напруга одного знаку з проти-ЕРС. Тому рівняння напруг

$$-U_d = E + iR_H + L_H \frac{di}{dt}.$$

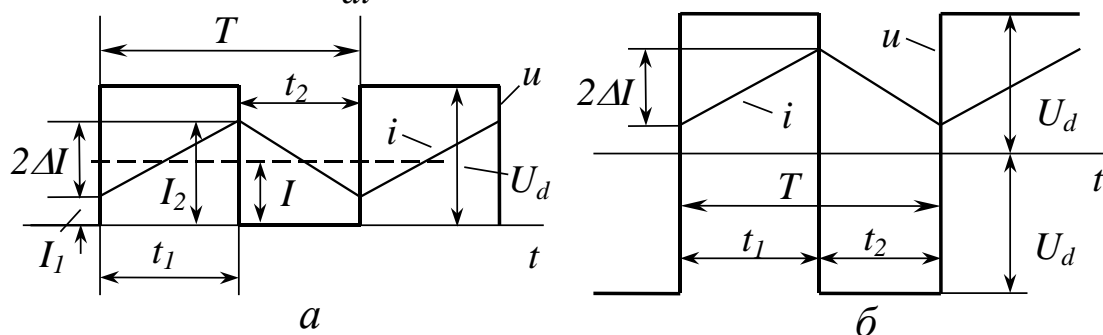


Рис. 2.51. Коливання вихідного струму

Здійснивши перетворення, подібні до зроблених для випадку однополярної модуляції, та врахувавши, що $E \approx U = (2\gamma - 1)U_d$, матимемо

$$\Delta I = \frac{U_d T \gamma (1 - \gamma)}{L_H} \quad (2.16)$$

та для $\gamma = 0,5$

$$\Delta I = \frac{U_d T}{4L_H}. \quad (2.17)$$

Як видно з останнього виразу, амплітуда коливань струму за двополярної ШІМ удвічі більша, ніж за однополярної. Коливання струму призводять до збільшення втрат в обмотках електричної машини та її нагріву, а також до появи коливань швидкості. Із формул (2.16), (2.17) видно, що зменшити коливання можна збільшенням частоти модуляції або індуктивності навантаження. Частота перемикання сучасних напівпровідникових ключів настільки висока (до 20 кГц), що коливання струму достатньо малі.

Оцінимо додаткові втрати, які виникають у навантаженні внаслідок коливань вихідного струму. Як і раніше, нехтуватимемо падінням напруги в активному опорі порівняно з падінням в індуктивності. Наслідком такого припущення буде лінійна зміна струму на міжкомутаційному інтервалі. Розглянемо інтервал t_1 , на якому струм змінюється від I_1 до I_2 (рис. 2.51,а) за законом:

$$i = I_1 + \frac{2\Delta I}{t_1} t = I - \Delta I + \frac{2\Delta I}{t_1} t,$$

де I – середнє за перїод модуляції значення вихідного струму.

Втрати пропорційні середньому квадрату струму навантаження, який на інтервалі t_1 з урахуванням останнього рівняння дорівнює

$$\begin{aligned} I_{\text{ск1}}^2 &= \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} i^2 dt = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} \left(I - \Delta I + \frac{2\Delta I}{t_1} t \right)^2 dt = \\ &= \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} \left[(I - \Delta I)^2 + \frac{4(I - \Delta I)\Delta I}{t_1} t + \frac{4(\Delta I)^2}{t_1^2} t^2 \right] dt = I^2 + \frac{(\Delta I)^2}{3}. \end{aligned}$$

На інтервалі t_2 струм також змінюється лінійно у тих самих межах, але в іншому напрямку. Тому його середній квадрат так само не залежить від тривалості інтервалу:

$$I_{\text{ск2}}^2 = I^2 + \frac{(\Delta I)^2}{3}.$$

Середня за перїод модуляції потужність втрат у навантаженні

$$\Delta P = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt = \frac{R}{T} (I_{\text{ск1}}^2 t_1 + I_{\text{ск2}}^2 t_2) = \left[I^2 + \frac{(\Delta I)^2}{3} \right] R_{\text{н}} = \Delta P_{\text{о}} + \Delta P_{\text{д}}, \quad (2.18)$$

де $\Delta P_{\text{о}} = I^2 R_{\text{н}}$ – потужність втрат від середнього значення струму;

$\Delta P_{\text{д}} = \frac{(\Delta I)^2}{3} R_{\text{н}}$ – додаткові втрати, обумовлені коливаннями струму.

Якщо коливання струму або втрати неприпустимо великі, послідовно з обмоткою якоря вмикають дросель. Індуктивність дроселя при однополярній ШІМ

$$L_{\text{др}} \geq \frac{U_{\text{д}} T}{8\Delta I_{\text{доп}}} - L_{\text{я}}, \quad (2.19)$$

де $\Delta I_{\text{доп}}$ – допустима амплітуда коливання струму; $L_{\text{я}}$ – індуктивність обмотки якоря. Для двополярної ШІМ у знаменнику замість коефіцієнта 8 слід ставити 4.

За допомогою дроселя можна також звужити зону переривистих струмів за однополярної ШІМ. Потрібну для цього індуктивність можна знайти, якщо максимально припустимий граничний струм $I_{\text{грм}}$, при якому можуть з'являтися безструмові паузи, підставити до формули (2.19) замість $\Delta I_{\text{доп}}$.



Приклад 2.7. Коливання струму та втрати у навантаженні

Від мостового переривника з симетричним законом комутації (частота модуляції $f_{\text{м}}=2$ кГц, живильна напруга $U_{\text{д}}=60$ В) живиться двигун постійного струму ДПУ 87-75 (номінальна напруга $U_{\text{н}}=23$ В; номінальний струм $I_{\text{н}}=4,5$ А; активний опір та індуктивність обмотки якоря $R_{\text{я}}=0,8$ Ом та $L_{\text{я}}=1,9$ мГн). Знай-

ти амплітуду коливань струму якоря та додаткові втрати, ними обумовлені, на швидкості, яка дорівнює половині номінальної. Розрахувати індуктивність дроселя, необхідну для зниження коливань струму до 5% від номінального.

На половинній швидкості напруга на обмотці якоря дорівнює половині номінальної

$$U = U_n / 2 = 23 / 2 = 11,5 \text{ В.}$$

Шпаруватість за симетричного закону комутації з формули (2.3)

$$\gamma = \frac{U/U_d + 1}{2} = \frac{11,5/60 + 1}{2} = 0,596.$$

Період модуляції

$$T = 1/f_m = 1/(2 \cdot 10^3) = 5 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Амплітуда коливань струму за формулою (2.16)

$$\Delta I = \frac{U_d T \gamma (1 - \gamma)}{L_{\text{я}}} = \frac{60 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 0,596 (1 - 0,596)}{1,9 \cdot 10^{-3}} = 3,802 \text{ А.}$$

Потужність втрат (основних від номінального струму та додаткових)

$$\Delta P_o = I_n^2 R_{\text{я}} = 4,5^2 \cdot 0,8 = 18,43 \text{ Вт;}$$

$$\Delta P_d = (\Delta I)^2 R_{\text{я}} / 3 = 3,802^2 \cdot 0,8 / 3 = 3,854 \text{ Вт.}$$

Індуктивність дроселя

$$L_{\text{др}} \geq \frac{U_d T}{4 \Delta I_{\text{доп}}} - L_{\text{я}} = \frac{60 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}{4 \cdot 0,225} - 1,9 \cdot 10^{-3} = 0,0314 \text{ Гн,}$$

де $\Delta I_{\text{доп}} = 0,05 \cdot I_n = 0,05 \cdot 4,5 = 0,225 \text{ А}$ – допустима амплітуда коливань.

Додаткові втрати після застосування дроселя

$$\Delta P_d = (\Delta I_{\text{доп}})^2 R_{\text{я}} / 3 = 0,225^2 \cdot 0,8 / 3 = 0,0135 \text{ Вт.} \quad \blacklozenge$$

2.11. Багатофазні переривники

Багатофазні (багатотактні) переривники складаються з кількох увімкнених паралельно звичайних (однофазних) переривників, які працюють на спільне навантаження. Для зниження пульсацій струмів навантаження та джерела живлення моменти відкриття ключів зсунуті в часі на T/n (n – кількість елементарних переривників). Унаслідок цього частота коливань струму навантаження в n разів більша частоти перемикання тиристорів.

На рис. 2.52 зображена схема трифазного переривника, а на рис. 2.53 – його часові діаграми. Дроселі $L_1 \dots L_3$ призначені для згладжування пульсацій струму та зменшення взаємного впливу переривників (на-

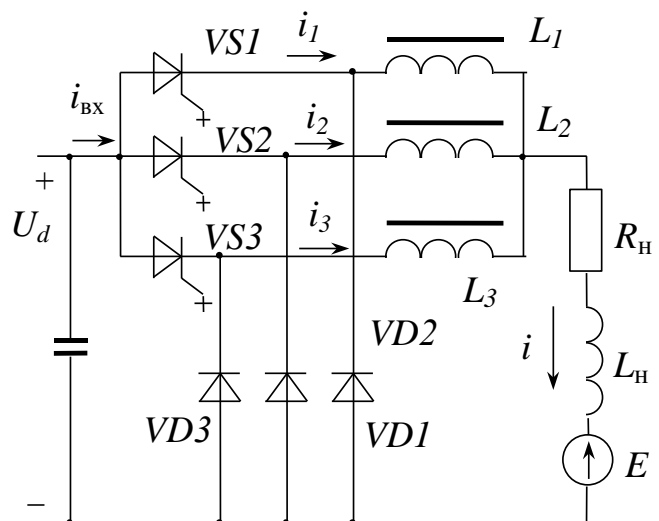


Рис. 2.52. Трифазний переривник

віть коли відкритий один із ключів, є можливість керування іншими).

Переваги багатофазних переривників:

- струм через ключ у n раз менший струму навантаження (можлива реалізація більш потужних перетворювачів за обмеженої потужності ключів);
- більша частота та менша амплітуда пульсацій струмів навантаження та джерела живлення;
- безперервність струму джерела за $\gamma > T/n$;
- сумарна маса дроселів менша, ніж в однофазній схемі (42% для двофазної схеми та 25% для трифазної).

За таким самим принципом може бути побудований і багатофазний підвищувальний переривник. Багатофазні переривники використовуються в потужних електроприводах (насамперед в електротранспорті).

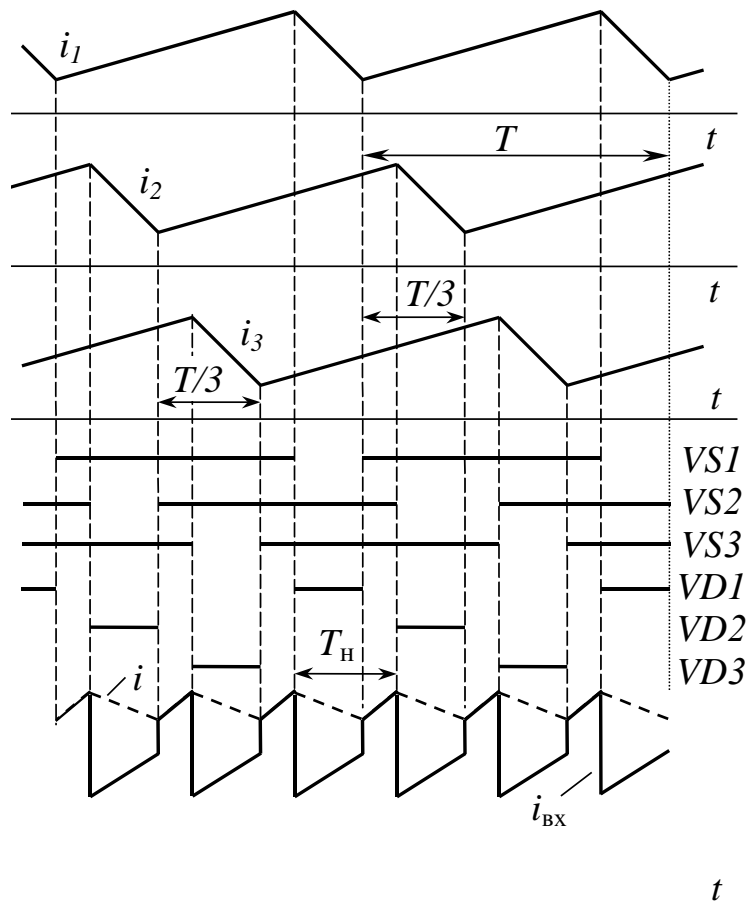


Рис. 2.53. Процеси у трифазному переривнику

2.12. Порівняння переривників постійної напруги та керованих випрямлячів

В електроприводі переривники та керовані випрямлячі призначені для регулювання рівня напруги, якою живиться двигун постійного струму. Переривники відрізняють від випрямлячів дві основні особливості.

- 1) Частота перемикання ключів набагато більша, оскільки її обмежує не частота живильної напруги, а динамічні можливості самих ключів (для сучасних силових транзисторів частота комутації сягає 20 кГц). Звідси:
 - малі пульсації вихідного струму i , внаслідок цього, більша стабільність швидкості обертання двигуна;
 - відсутність у багатьох випадках потреби у згладжувальному дроселі;
 - висока швидкодія (можливість відпрацювання високочастотних керуючих впливів);
 - більш високий рівень генерованих радіозавад.
- 2) Зв'язок із промисловою мережею змінного струму звичайно здійснюється через некерований випрямляч. Звідси:
 - коефіцієнт потужності наближається до одиниці;
 - неможливість рекуперації енергії до мережі змінного струму без спеціальних перетворювачів (ведених мережею інверторів).

Окрім тих випадків, коли застосування переривників обумовлене наявністю лише джерела постійного струму (контактна мережа на електротранспорті або акумулятор на інших рухомих об'єктах), переривники використовують тоді, коли випрямлячі нездатні забезпечити потрібну швидкість або точність (високоточні слідкуючі системи, приводи верстатів із числовим програмним керуванням, промислових роботів тощо).

2.13. Штучна комутація одноопераційних тиристорів

Розглянуті раніше схеми ШПП були реалізовані на двоопераційних напівпровідникових приладах, які закриваються у будь-який момент за допомогою керуючої напруги на базі, затворі або керуючому електроді. У разі використання одноопераційних тиристорів (наприклад, в електроприводах великої потужності) виникає проблема їх вимикання, оскільки напруга, яка живить такий перетворювач, незмінна за знаком (на відміну від випрямляча) і не може бути використана для природної комутації тиристорів. Тому в автономних перетворювачах (як ШПП, так і інверторах) використовують спеціальні комутаційні пристрої (КП), за допомогою яких здійснюють штучну (примусову) комутацію одноопераційних тиристорів. Такий КП завжди містить у собі джерело імпульсної комутуючої ЕРС, яке у потрібний момент підключається до тиристора таким чином, щоб знизити його струм до нуля і закрити його. Найчастіше таким джерелом комутуючої ЕРС є заздалегідь заряджений конденсатор. Крім нього, до складу КП можуть входити дроселі, трансформатори, діоди, допоміжні (комутуючі) тиристори.

Існує багато варіантів схем штучної комутації, які відрізняються способом з'єднання складових елементів один з одним, із силовим тиристором та навантаженням. Найсуттєвішими критеріями класифікації комутаційних пристроїв є:

- спосіб підключення комутуючої ЕРС (паралельно силовому тиристорі, рис. 2.54,а; паралельно навантаженню, рис. 2.54,б; послідовно з силовим тиристором, рис. 2.54,в);
- кількість етапів комутації (відрізняють схеми з одноступеневою комутацією, в яких процес перезарядження комутуючого конденсатора співпадає у часі з процесом закривання силового тиристора, та з двоступеневою, в яких спочатку заряджається конденсатор, а потім починається закривання тиристора).

Із великої кількості схем КП найбільше практичне застосування набули схеми з паралельним вмиканням комутуючого конденсатора. Розглядаючи схеми штучної комутації та процеси в них, припустимо, що під час комутації незмінні струм навантаження (це означає, що індуктивність навантаження досить велика) та напруга живлення U_d (це забезпечується використанням силового фільтра з великою ємністю). На рис. 2.55 зображені схеми одноступеневої комутації. Ці схеми найбільш прості, оскільки не потребують використання допоміжних тиристорів.

Після подачі до схеми живильної напруги U_d комутуючий конденсатор C_k заряджається від джерела живлення через навантаження до напруги $u_c = U_d$

із полярністю, показаною на рис. 2.55. У момент часу $t = 0$ (рис. 2.56) тиристор отримує керуючий імпульс і відкривається. Утворюється коливний контур “конденсатор – дросель – тиристор”, в якому відбувається перезарядження конденсатора. Доки тиристор відкритий, струм навантаження тече ним разом зі струмом перезарядження. До навантаження прикладена живильна напруга U_d .

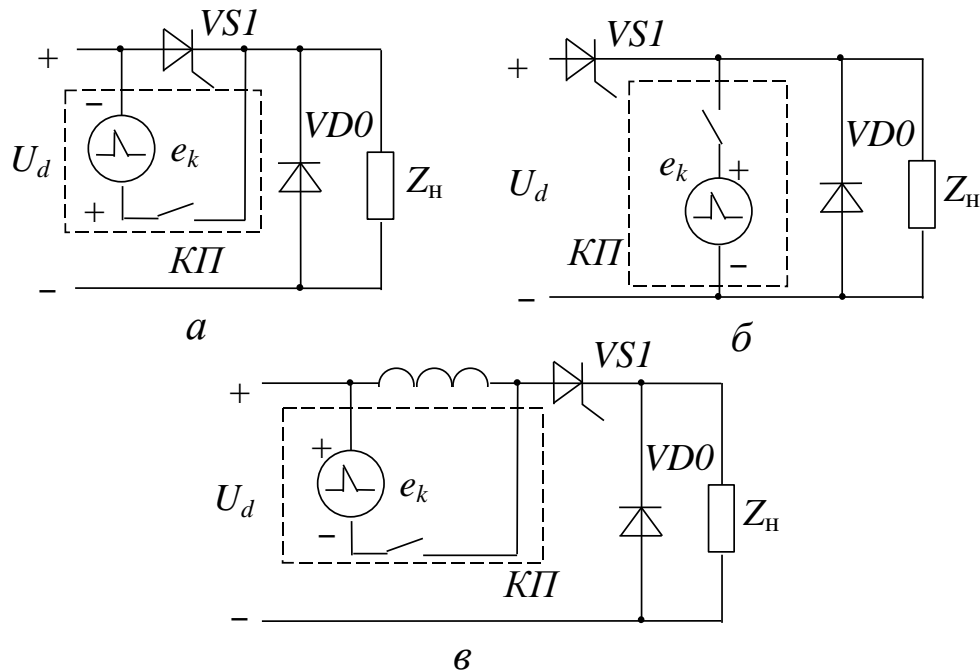


Рис. 2.54. Принципи побудови комутаційних пристроїв

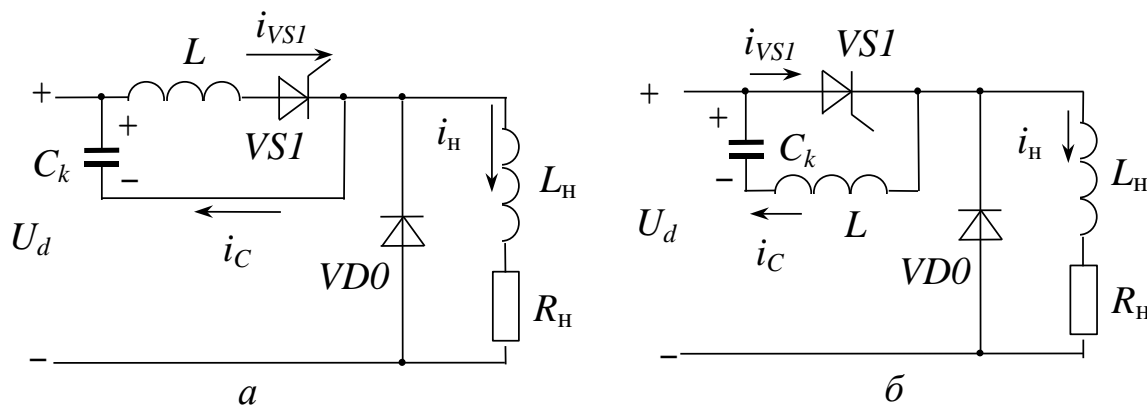


Рис. 2.55. Схеми одноступеневої штучної комутації

Коли струм перезарядження міняє знак та сягає струму навантаження ($t = t_3$), тиристор закривається, бо його струм зникає, а до анода вже прикладена негативна напруга конденсатора. Струм навантаження переходить на конденсатор і забезпечує нове його перезарядження (інтервал $t_3 - t_5$) до напруги $u_c = U_d$. Унаслідок великої індуктивності навантаження перезарядження відбувається з практично незмінним струмом та лінійною зміною напруги u_c . До навантаження одночасно прикладаються позитивні напруги джерела та конденсатора. Тому, як видно з рис. 2.48, максимальна напруга на навантаження сягає $\approx 2U_d$. Після закінчення перезарядження струм через конденсатор припиняється і струм навантаження переходить на зворотний діод $VD0$, який відкривається під

впливом ЕРС самоіндукції навантаження. Напряга на навантаженні зникає. Коли тиристор знову отримає керуючий імпульс ($t = t_6$), процеси повторяться.

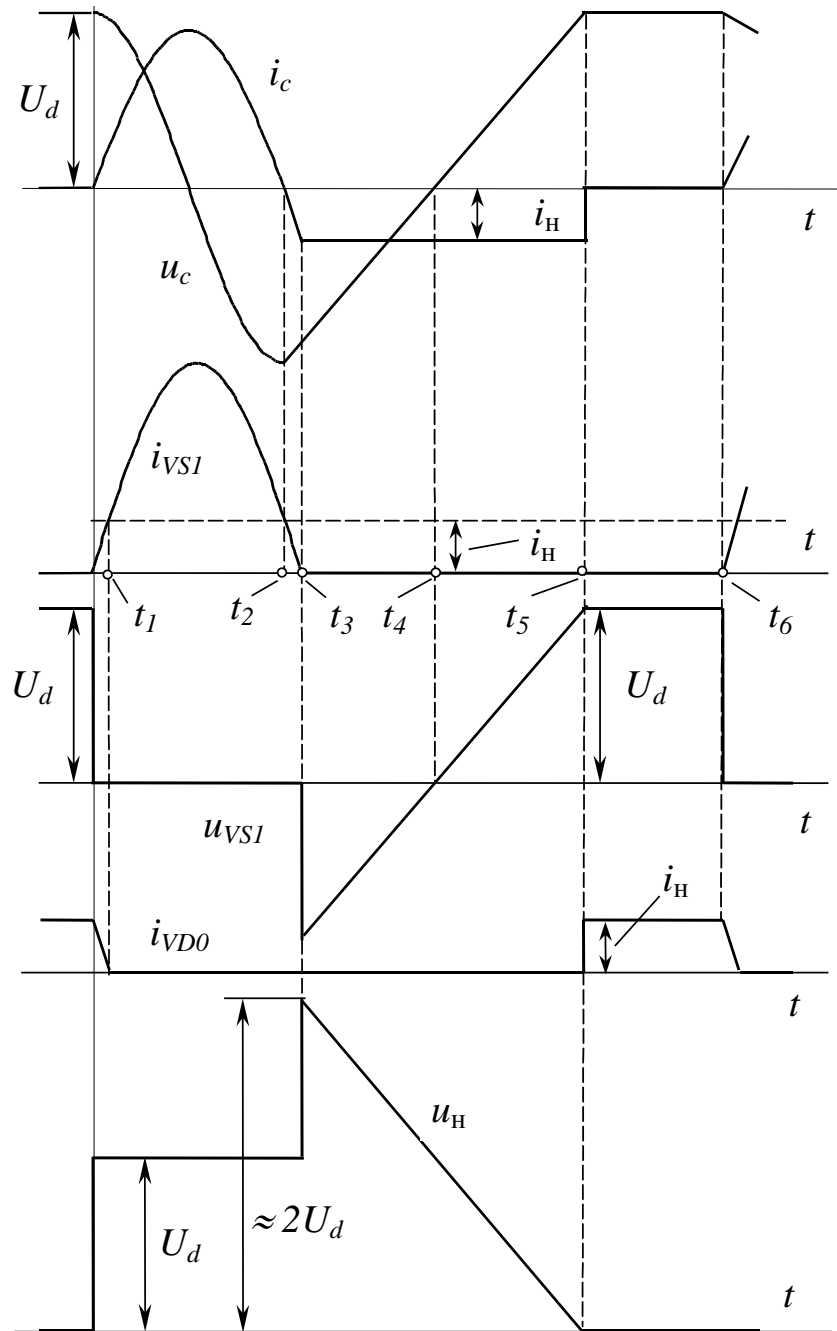


Рис. 2.56. Процеси в схемах з одноступеневою комутацією

У схемах рис. 2.55 перезарядження конденсатора відбувається одночасно з закриванням тиристора, тобто процес комутації – одноступеневий. Тривалість відкритого стану тиристора незмінна і залежить від параметрів контуру перезарядження. Шпаруватість та середнє значення напруги на навантаженні можна регулювати тільки зміною тривалості паузи $t_{\text{п}} = t_6 - t_5$. Тому такі схеми використовують за частотно-імпульсною модуляції. Процеси в обох схемах подібні, але у схемі рис. 2.55,а дросель, увімкнений послідовно з тиристором, обмежує темп зміни його струму (особливо під час відкривання), що підвищує надійність роботи тиристора. Тому саме ця схема знайшла використання в магістральних електровозах постійного струму.

На рис. 2.57 зображена схема двоступеневої штучної комутації з паралельним умиканням конденсатора, а на рис. 2.58 – процеси в ній.

Після подачі живильної напруги перед початком роботи необхідно відкрити допоміжний комутуючий тиристор $VS2$ для забезпечення початкового заряду конденсатора з полярністю, показаною на рис. 2.57. Коли струм заряду, який протікає контуром “ $+U_d - C_k - VS2 - \text{навантаження} - U_d$ ”, припиняється, допоміжний тиристор закривається, а схема готова до подальшої роботи.

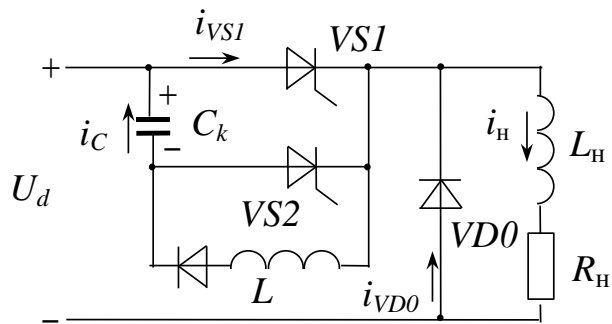


Рис. 2.57. Схема двоступеневої штучної комутації

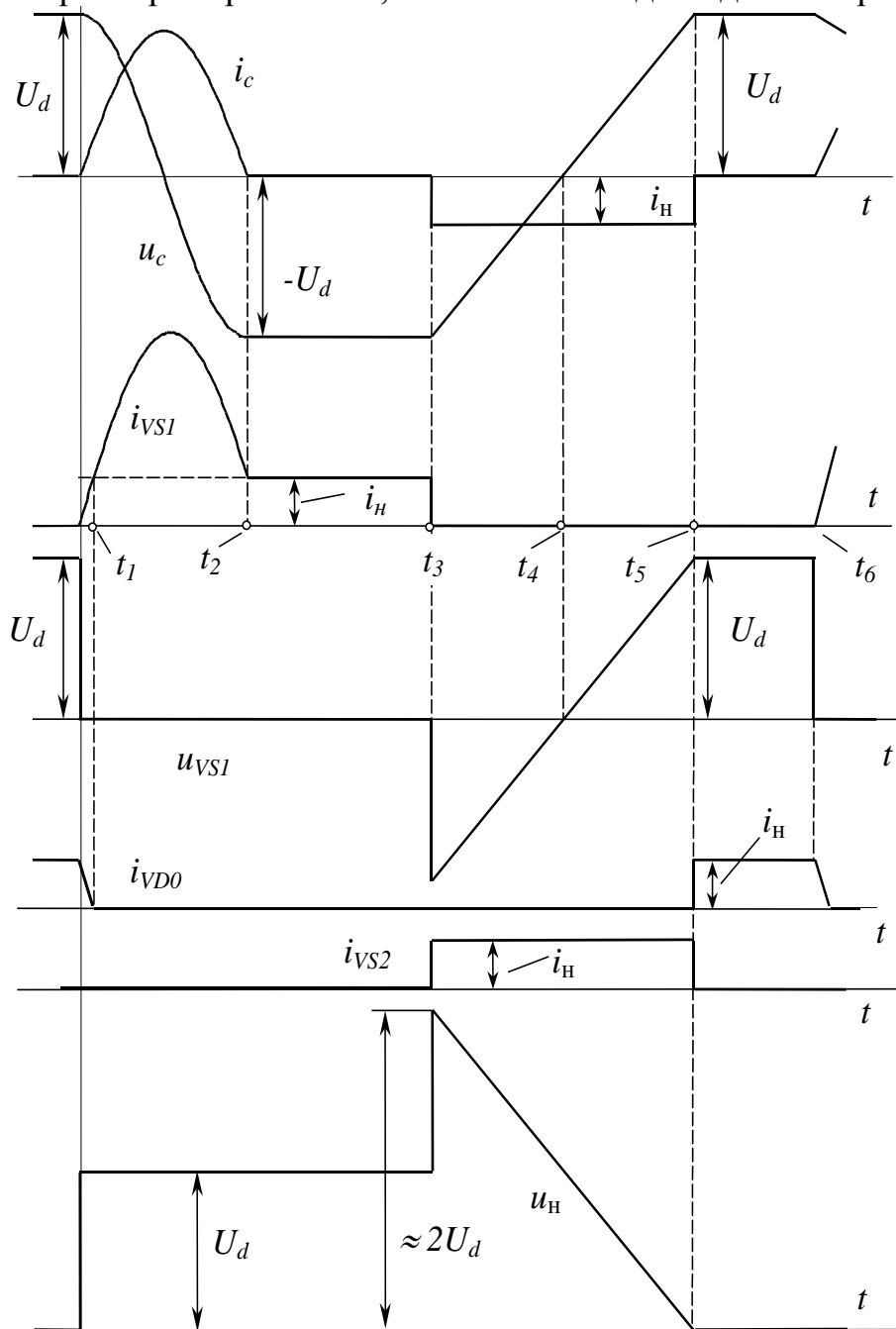


Рис. 2.58. Процеси в схемі з двоступеневою комутацією

Після отримання головним тиристором керуючого імпульсу (момент $t = 0$ на рис. 2.58) він відкривається, і конденсатор перезаряджається у контурі “ $C_k - VS1 - L - VDI$ ”. Діод $VD1$ запобігає зміні напрямку струму перезарядження, і після досягнення напругою на конденсаторі рівня $u_c = -U_d$ перезарядження припиняється ($t = t_2$). Тиристор $VS1$ продовжує роботу у відкритому стані до моменту $t = t_3$, коли тиристор $VS2$ отримує керуючий імпульс. Весь цей час до навантаження прикладена напруга джерела живлення. У момент $t = t_3$ через відкритий $VS2$ до катоду тиристора $VS1$ прикладається позитивний потенціал, і він швидко закривається. Конденсатор перезаряджається від джерела живлення через навантаження, сприймаючи на себе струм навантаження (інтервал $t_3 - t_5$). Після закінчення цього перезарядження відкривається зворотний діод VDO . Напруга на навантаженні дорівнює нулю, доки знову не відкриється головний тиристор ($t = t_6$).

На відміну від попередніх схем тривалість відкритого стану головного тиристора не залежить від тривалості перезарядження, а визначається моментом відкривання допоміжного тиристора. Тому керуваність схем із допоміжними тиристорами значно вища. Вони найчастіше використовуються при широтно-імпульсній модуляції. Обидва процеси перезарядження конденсатора не зв'язані один з одним, тому комутація – двоступенева.

На рис. 2.59 зображена схема комутаційного пристрою з послідовним вмиканням комутуючої ЕРС. Дросель L_2 та діод $VD1$ призначені для підзаряду конденсатора від джерела живлення. Через цей ланцюг він і отримує свій заряд на початку роботи схеми ($u_c = U_d$). Інший контур перезарядження – через дросель L_1 та допоміжний тиристор $VS2$.

Коли силовий тиристор відкритий, конденсатор заряджений із полярністю, показаною на рис. 2.59. До навантаження прикладена напруга $u_H = U_d$. Щоб закрити силовий тиристор, треба відкрити $VS2$. Після його відкривання (момент часу $t = 0$ на рис. 2.60) послідовно з силовим тиристором вмикається конденсатор, напруга на якому дорівнює U_d , але має протилежний знак. Завдяки цьому напруга на навантаженні миттєво знижується до нуля, відкривається зворотний діод VDO , на який від силового тиристора переходить струм навантаження. Силовий тиристор закривається. Конденсатор через допоміжний тиристор та дросель L_1 перезаряджається (інтервал часу від $t = 0$ до $t = t_1$).

Оскільки на початку перезарядження через дросель L_1 протікає струм навантаження, енергія, накопичена до того дроселем, віддається конденсатору, і той перезаряджається до напруги іншого знаку та більшої від U_d . Наприкінці

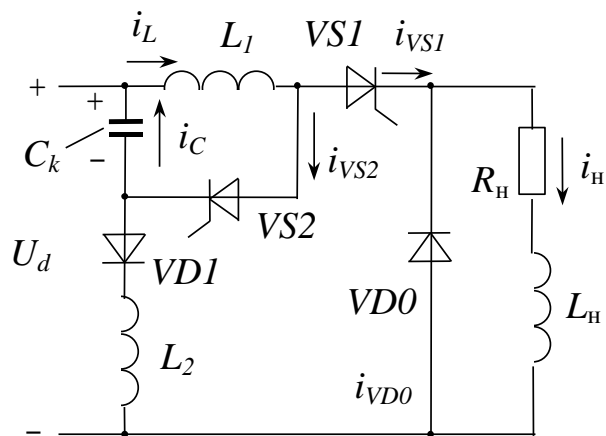


Рис. 2.59. Схема з послідовним з'єднанням комутуючої ЕРС

цього процесу, доки відкритий тиристор $VS2$, напруга на закритому тиристорі перевищує $2U_d$. У момент часу $t = t_1$ струм у контурі “ $L_1 - VS2 - C_k$ ” знижується до нуля, допоміжний тиристор закривається. Проте перезарядження конденсатора продовжується, але в іншому контурі: через джерело живлення, дросель L_2 та діод $VD1$. Цей процес триває до моменту $t = t_2$. Коли у момент $t = t_3$ знову відкривається силовий тиристор, схема штучної комутації вже підготовлена до його закривання. Із кожною новою комутацією нова порція енергії передається від дроселя до конденсатора, і напруга останнього стає все більшою (т.з. ефект накопичення енергії). Це допомагає закрити силовий тиристор при великих струмах навантаження, але може призвести до перенапруг. Щоб запобігти цьому, використовують спеціальні схеми скидання енергії.

Використання одноопераційних тиристорів зі схемами штучної комутації в автономних перетворювачах (переривниках та автономних інверторах напруги) значно ускладнює силову схему та систему керування і погіршує масогабаритні показники. Об'єм, який займають вузли штучної комутації (насамперед конденсатори) сягає 50% об'єму перетворювача.

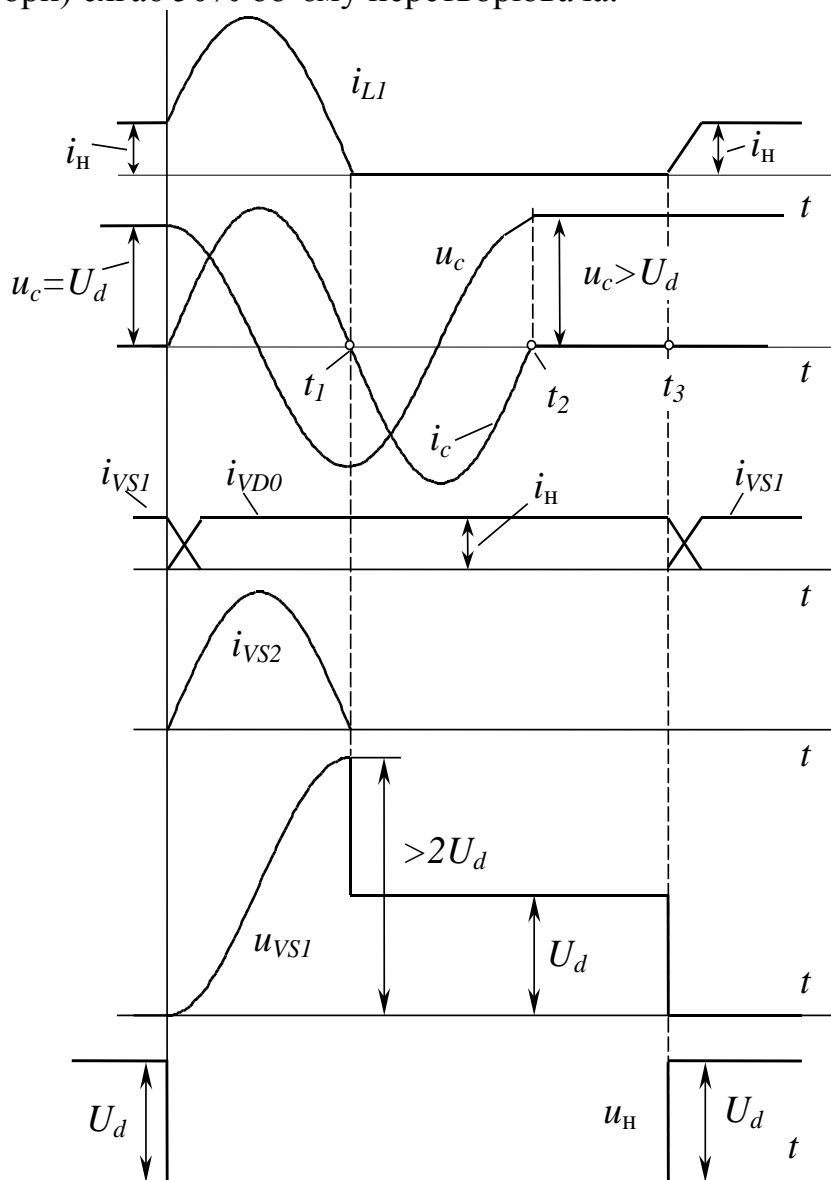


Рис. 2.60. Процеси в схемі з послідовним з'єднанням комутуючої ЕРС

2.14. Електромеханічні процеси в електроприводі з переривниками постійного струму

Періодична зміна вихідного струму переривника викликає в електроприводі так само періодичні коливання моменту та швидкості. Перехідні процеси, які при цьому виникають, належать до категорії електромеханічних, оскільки одночасно змінюються як електричні параметри (напруга, струм) так і механічні (швидкість).

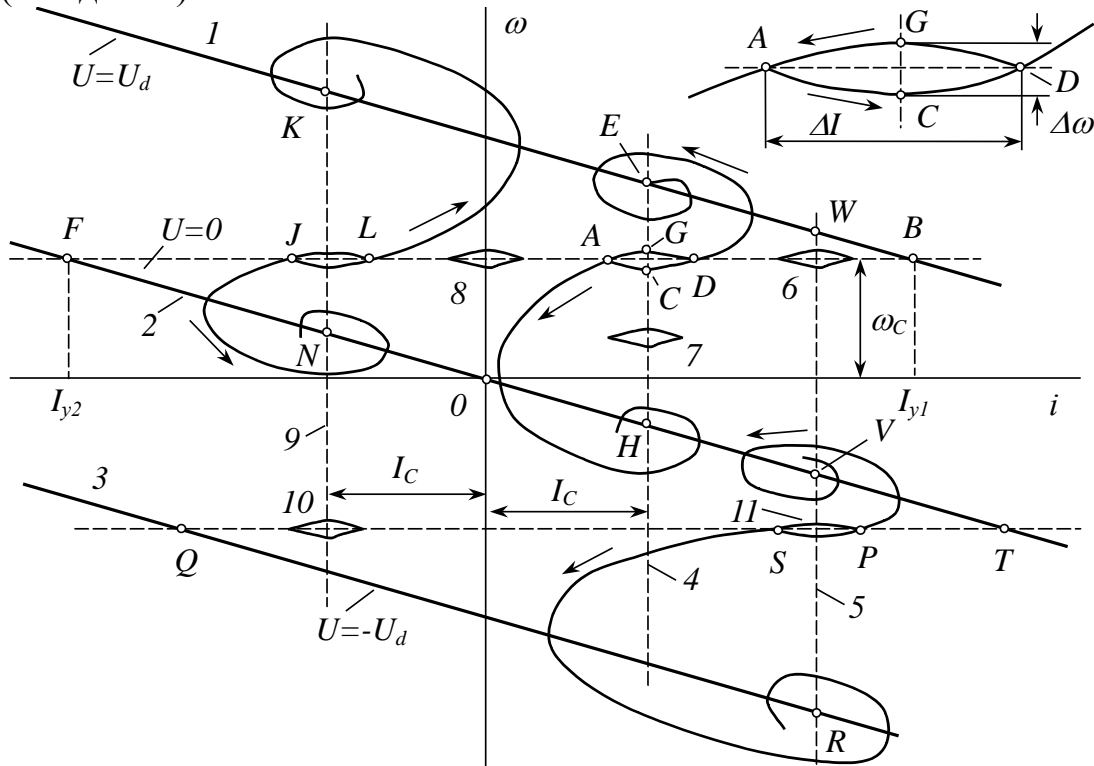


Рис. 2.61. Фазові траєкторії електропривода з однополярною ШІМ

Розглянемо спочатку електромеханічні періодичні процеси для випадку однополярної ШІМ у мостовій схемі. На рис. 2.61 зображені статичні електромеханічні (швидкісні) характеристики електропривода $\omega = (U - IR_{\text{я}})/c\Phi$ для ситуацій:

- шпаруватість $\gamma = 1$ та напруга $U = U_d$ позитивна і максимально можлива (лінія 1);
- шпаруватість $\gamma = 0$ та напруга $U = 0$ (лінія 2);
- шпаруватість $\gamma = -1$ та напруга $U = -U_d$ негативна і максимально можлива (лінія 3).

Почнемо розгляд із режиму, коли енергія передається від переривника до навантаження (режим двигуна електричної машини). Середнє значення струму $I_c = c\Phi M_c$ відповідає статичному моменту навантаження на валі машини (лінія 4). Середня швидкість ω_c така, що середня проти-ЕРС $E = c\Phi\omega_c = U - IR_{\text{я}}$. Нехай двигун знаходиться в точці *A*, коли внаслідок відкриття двох ключів однієї діагоналі до якоря прикладається напруга $u = U_d$ (момент часу $t = t_A$ на рис. 2.62). Якби механічна інерція була нескінченною, швидкість та проти-ЕРС не змінювалася би, і струм якоря поступово зріс би до рівня

$$I_{y1} = (U_d - E)/R_{\text{я}},$$

а двигун перейшов до точки *B*.

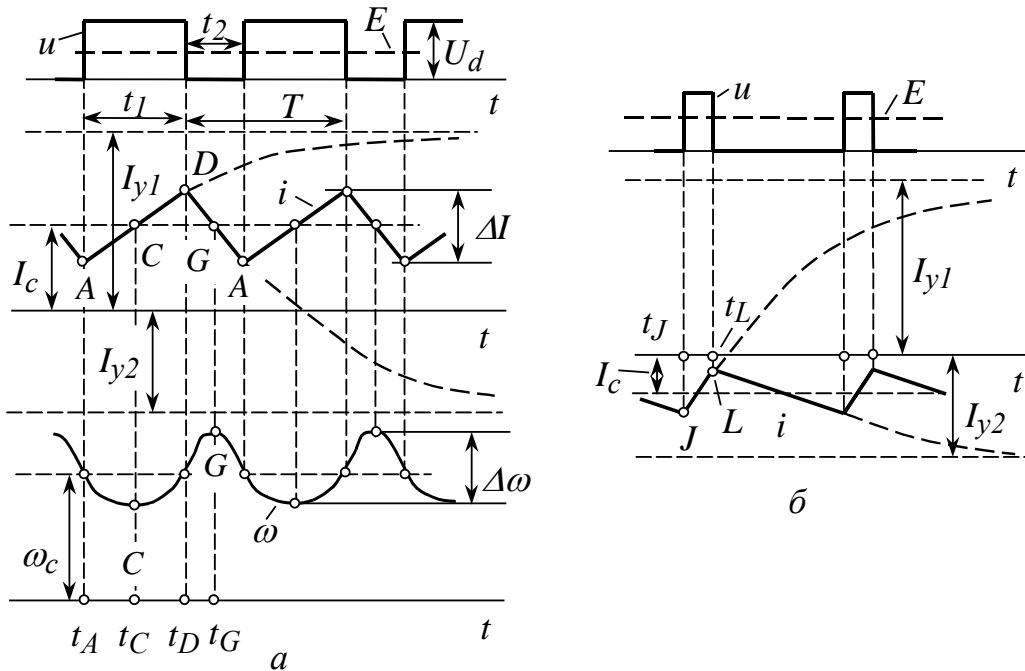


Рис. 2.62. Часові діаграми до рис. 2.61

Насправді ж одразу після прикладання напруги до якоря зростання струму супроводжується спочатку зниженням швидкості, оскільки поточні струм та момент у точці *A* менші від статичних. Двигун переходить до точки *C*, для якої характерна рівновага між рушійним моментом та моментом опору ($t = t_C$ на рис. 2.62,а). Звідси починається зростання швидкості. Якби не було перемикачів транзисторів, напруга на якорі не змінювалася би, а перехідний процес після певних коливань закінчився би на статичній характеристиці 1 у точці *E*, де рушійний та статичний моменти дорівнюють один одному. Проте в точці *D* (момент часу $t = t_D$ на рис. 2.62,а) відбувається чергова комутація ключів, і до якоря прикладається нульова напруга. Струм починає знижуватися. Якби механічна інерція була нескінченною, струм поступово досяг би рівня

$$I_{y2} = -E/R_{я},$$

а двигун перейшов до точки *F*.

Оскільки ж механічна інерція є реальною, перемикач в точці *D* має наслідком не лише зменшення струму, а й зростання швидкості (до точки *G*, де статичний та рушійний моменти однакові). Потім починається зменшення швидкості під дією моменту навантаження. За відсутності чергових комутацій транзисторів двигун перейшов би на характеристику динамічного гальмування 2 до точки *H*. Якщо ж у момент переходу через точку *A* до якоря знову буде подано напругу $u = U_d$, електропривод знову перейде на траєкторію *ACD*.

Таким чином, якщо перемикач періодично повторюватимуться, траєкторією руху буде цикл (замкнена лінія) *ACDGA*. Відстань між точками *G* та *C* відображає розмах коливань швидкості $\Delta\omega$, між точками *A* та *D* – розмах коливань струму ΔI . Нижня половина циклу є реакцією на прикладання до якоря позитивної напруги, верхня – нульової. У разі збільшення моменту інерції коливання швидкості зменшаться, оскільки швидкість на траєкторії *ACD* не встигне впасти, а

на траєкторії DGA – зрости до того ж рівня, що на рис. 2.61. Так само збільшення індуктивності кола якоря призведе до звуження діапазону коливань струму.

У теорії автоматичного регулювання траєкторію, подібну до лінії $ACDE$, звуть фазовими траєкторіями, в теорії електропривода – динамічними електро-механічними характеристиками.

Якщо за тієї ж швидкості статичне навантаження зросте, новою замкненою траєкторією буде цикл 6 на рис. 2.61, після зменшення шпаруватості та відповідного зниження швидкості – цикл 7. За відсутності навантаження на валі двигун працюватиме в режимі ідеального холостого ходу з нульовим середнім струмом (цикл 8).

У режимі рекуперативного гальмування (II квадрант рис. 2.61 та рис. 2.62, б) фазові траєкторії мають вигляд, подібний до вже розглянутих. Проте характер зміни струму дещо інакший. Середня швидкість у точці J така сама, як і в точці A , середній струм – іншого знаку (лінія 9), середня вихідна напруга менша за проти-ЕРС. Прикладання до якоря позитивної напруги призводить до зменшення струму, оскільки за незмінної швидкості його усталене значення позитивне і те ж саме, що й для точки A : $I_{y1} = (U_d - E)/R_{я}$. За нульової напруги струм, навпаки, збільшуватиметься під впливом проти-ЕРС. Траєкторією періодичного руху електропривода буде замкнений цикл JL . Таким чином, у всій смузі між статичними характеристиками 1 та 2 положення динамічної характеристики періодичного руху визначається значеннями шпаруватості та навантаження на валі двигуна.

Процеси за протилежної полярності напруги (між лініями 2 та 3 рис. 2.61) відрізняються лише тим, що нижні половини циклів 10 та 11 відповідають негативній напрузі, а верхні – нульовій.

Слід зауважити, що в секторах, обмежених характеристикою 2 та віссю струму, двигун працює в режимі противмикання.

У разі двополярної модуляції є дві граничні статичні електромеханічні характеристики, які відповідають напругам та шпаруватостям:

- $U = U_d, \gamma=1$ (лінія 1 на рис. 2.63);
- $U = -U_d, \gamma=0$ (лінія 2 на рис. 2.63).

Фазові траєкторії для рушійного режиму подібні до таких на рис. 2.61 із тією лише різницею, що на етапі зниження струму до якоря прикладається негативна напруга, а усталеною точкою (звичайно, недосяжною) є точка F , розташована на характеристиці 2. Періодичний цикл AC виглядає так само, як і за однополярної модуляції.

У рекуперативному режимі електропривод внаслідок перемикань ключів працює на замкненій траєкторії, подібній до циклу GH .

Контрольні запитання

1. Чим забезпечується безперервність струму навантаження в схемі рис. 2.1?
2. Чому дорівнює вихідна напруга переривника за RLE -навантаження протягом безструмової паузи?
3. Куди та яким колом після закривання тиристора в схемі рис. 2.6 передається енергія, накопичена в індуктивності навантаження?

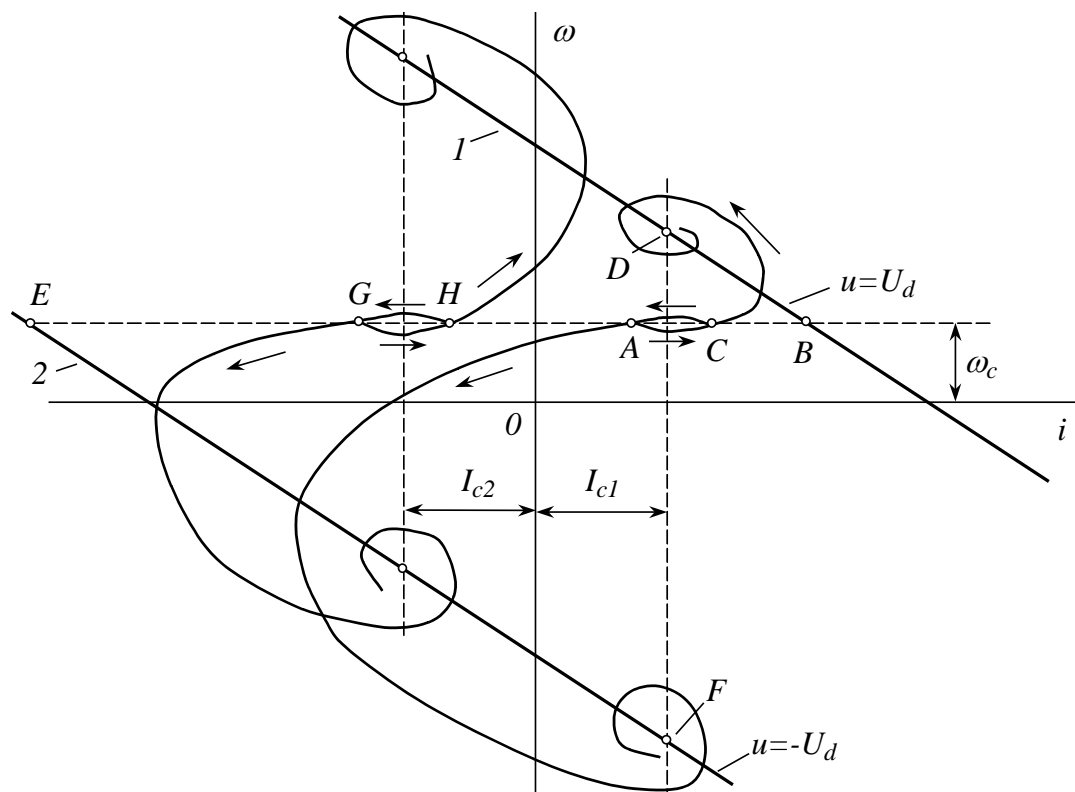


Рис. 2.63. Фазові траєкторії електропривода з двополярною ШІМ

4. Як треба змінити тривалість відкритого стану тиристора, щоб зменшити середнє значення вихідної напруги в схемі рис. 2.1?
5. Як похідна вихідного струму в схемах рис. 2.1, 2.6, 2.9, 2.12, 2.16 залежить від його миттєвого значення та проти-ЕРС?
6. Для чого призначений діод у схемі рис.2.6?
7. Як треба змінити шпаруватість у схемі рис. 2.9, щоб змінити знак середнього вихідного струму порівняно з рис. 2.10?
8. Як треба змінити проти-ЕРС, щоб досягти того ж результату?
9. Як змінюється тривалість роботи зворотних діодів переривників зі збільшенням індуктивності навантаження?
10. У який бік треба змінити проти-ЕРС навантаження переривника, щоб виник режим переривистого струму при споживанні енергії навантаженням?
11. Як поява пауз у вихідному струмі переривника за роботи на проти-ЕРС і незмінної шпаруватості впливає на середнє значення вихідної напруги (енергія передається від навантаження до джерела)?
12. Як збільшення проти-ЕРС впливає на кількість енергії, накопичуваної в індуктивності навантаження послідовного та паралельного переривників?
13. Завдяки чому регульовальна характеристика послідовного переривника проходить через початок координат?
14. Як змінюється шпаруватість переривника після збільшення напруги керування у схемі рис. 2.17?
15. Як змінюється вихідна частота генератора (рис. 2.19) зі збільшенням ємності конденсатора?
16. Якого роду модуляція реалізується в симетричному законі комутації?
17. Яким контуром протікає струм у схемі рис. 2.16 після одночасного закриття $VT1, VT4$?

18. Чому дорівнює миттєва вихідна напруга переривника рис. 2.16 після закривання VT_2 (VT_3 відкритий)?
19. Яка шпаруватість забезпечує нульову вихідну напругу переривника при одно- та двополярній ШІМ?
20. Як схему керування послідовним переривником переробити для керування паралельним?
21. Для чого в системах керування двоквADRантними та реверсивними переривниками використовуються напруги зміщення різного рівня для різних каналів?
22. Для чого у двоквADRантному переривнику до бази наступного ключа керуючий сигнал подається пізніше, ніж знімається з бази попереднього?
23. Куди і звідки передається енергія після одночасного закривання обох ключів мостового переривника з RL -навантаженням?
24. Куди і звідки передається енергія після закривання одного з відкритих ключів мостового переривника з RL -навантаженням?
25. Яку частину періоду модуляції відкриті ключі мостового переривника з RL -навантаженням та почерговим законом комутації, якщо середня вихідна напруга дорівнює нулю?
26. Яку частину періоду модуляції відкриті ключі мостового переривника з RL -навантаженням та симетричним законом комутації, якщо середня вихідна напруга дорівнює нулю?
27. Чим обмежена мінімальна швидкість двигуна, який живиться від послідовного переривника?
28. Перелічіть шляхи, які призводять до зменшення коливань вихідного струму переривника.
29. Покажіть два контури перезарядження комутуючого конденсатора в схемах рис. 2.55.
30. У якій зі схем штучної комутації (рис. 2.55, 2.57, 2.59) неможливо у будь-який момент закрити головний тиристор?
31. У скільки разів зменшаться додаткові втрати в навантаженні, обумовлені пульсаціями вихідного струму переривника, внаслідок заміни двополярної модуляції однополярною?
32. Знайдіть серед силових модулів, розглянутих у п. 1.7 такі, за допомогою яких можна реалізувати послідовний, паралельний, двоквADRантний, півмостовий переривники.
33. Чому дорівнює середній вхідний струм послідовного переривника з $\gamma = 0,5$, якщо середній вихідний дорівнює 100 А?
34. Теж саме для мостового переривника з симетричним законом комутації.

Відповіді:

- 1: наявністю діода; 2: проти-ЕРС; 3: з навантаження до конденсатора через діод;
- 4: зменшити; 5: $\frac{di}{dt} = \frac{U_d - E - iR_H}{L_H}$; 6: для запобігання короткому замиканню джерела живлення при відкритому тиристорі; 7: зменшити; 8: збільшити; 9: збільшується; 10: збільшити; 11: напруга збільшується; 12: у послідовному енергія зменшується, у паралельному зростає; 13: завдяки наявності напруги зміщення в його системі керування; 14: збільшується; 15: зменшується; 16: двополярна;

17: “VD2 – навантаження – VD3 – C”); 18: нулю; 19: $\gamma=0$ для однополярної та $\gamma=0,5$ для двополярної; 20: увімкнути після компаратора інвертор; 21, 22: для запобігання короткого замикання джерела; 23: від індуктивності навантаження через зворотні діоди до конденсатора на вході переривника; 24: від індуктивності навантаження до активних опорів навантаження; 25, 26: половину; 27: мінімально можливою шпаруватістю; 28: збільшення частоти комутації та індуктивності у колі навантаження; 30: у схемах рис. 2.55; 31: у 4 рази; 32: рис. 1.17, н, м, р, т; 33: 50 А; 34: 0.

Вправи

1. Мостовий переривник із симетричним законом комутації живиться від джерела напруги з $U_d=100$ В. Його середній вихідний струм дорівнює $I_H=3$ А, частота модуляції $f_m=3$ кГц. Розрахувати енергію, спожиту навантаженням протягом періоду модуляції, якщо шпаруватість $\gamma=0,8$. Коливаннями струму можна знехтувати. (Відповідь: 0,06 Дж).
2. Розрахувати коефіцієнт передачі мостового переривника з несиметричним законом комутації, якщо напруга його живлення $U_d=400$ В, а амплітуда опорної напруги в системі керування $U_{opt}=8$ В. (Відповідь: 25).
3. Розрахувати середні вихідний та вхідний струми послідовного переривника за шпаруватості $\gamma=0,7$, якщо напруга його живлення $U_d=100$ В, проти-ЕРС $E=50$ В та опір навантаження $R_H=1$ Ом. (Відповідь: $I=20$ А; $I_{вх}=14$ А).
4. Розрахувати ємність конденсаторного фільтру, необхідну для того, щоб для умов прикладу 2.2 приріст напруги протягом пуску не перевищив 10 В.
5. Для діаграми імпульсів керування (рис. 2.64), поданих до транзисторів однофазного мостового переривника (рис. 2.16), побудувати часові діаграми вихідних напруги та струму, а також діаграми роботи транзисторів та діодів. Навантаженням є двигун постійного струму, який працює в рекуперативному режимі.

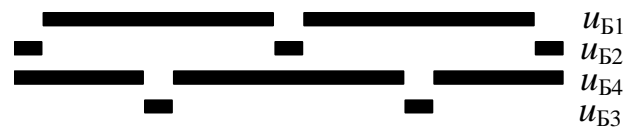


Рис. 2.64. До вправи 5

Висновки

У результаті опрацювання даного розділу студент повинен:

знати:

- принципи побудови силових схем переривників;
- закономірності формування електромагнітних та енергообмінних процесів у силових схемах за роботи з різними видами навантаження;
- основні принципи керування та структуру систем керування;
- основні співвідношення, які характеризують енергетичні та регулювальні властивості переривників;

уміти:

- накреслити силові схеми найбільш поширених одно-, дво- та чотирьохквadrантних переривників;
- здійснити якісний аналіз квазіусталених процесів у силових колах переривників;
- розрахувати основні параметри силових схем та систем керування;
- порівняти силові схеми та способи керування переривниками за експлуатаційними показниками.

РОЗДІЛ 3. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

Навчальні цілі: вивчити побудову, перебіг електромагнітних процесів, основні характеристики та способи керування автономними інверторами напруги

3.1. Інвертор як елемент перетворювача частоти

Перетворювачі частоти (ПЧ) призначені для перетворення змінного струму (напруги) однієї (нерегульованої) частоти на змінний струм (напругу) іншої (регульованої) частоти. В електроприводі ПЧ використовуються для живлення двигунів змінного струму (синхронних та асинхронних), які, крім регулювання частоти, потребують також регулювання напруги. Тому ПЧ виконують і цю функцію. Інші області застосування ПЧ – електротехнології (високочастотне нагрівання, плавлення та електрофізична обробка металів, термообробка, сушіння), агрегати безперебійного живлення засобів зв'язку та обчислювальної техніки, автономні системи електропостачання (насамперед бортові), енергетика (статичні джерела реактивної потужності, призначені для поліпшення енергетичних показників у системах електропостачання; вставки постійного струму в енергосистемах; фотоелектричні установки, вітроенергетичні установки змінної швидкості тощо).

Існують два великих класи перетворювачів частоти:

- двоступеневі ПЧ на базі інверторів (інверторні ПЧ або ПЧ із ланкою постійного струму);
- безпосередні ПЧ (БПЧ або циклоконвертори).

Загальна структура двоступеневого ПЧ наведена на рис. 3.1.

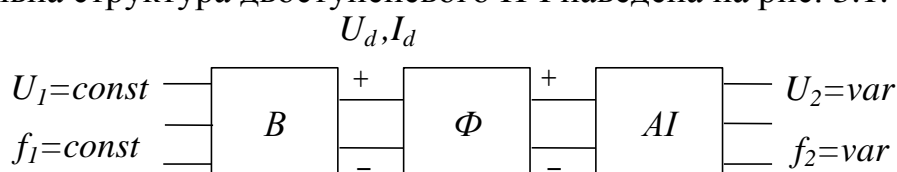


Рис. 3.1. Загальна структура двоступеневого перетворювача частоти

У такому ПЧ здійснюється подвійне перетворення енергії. Випрямляч В перетворює енергію змінного струму живильної мережі з незмінною частотою та амплітудою на енергію постійного струму. За використання АІ з амплітудною модуляцією випрямляч повинен бути керованим. АІН із широтними способами регулювання напруги живляться від некерованих випрямлячів. У цьому випадку до одного випрямляча можуть бути ввімкнені кілька інверторів. Автономний інвертор АІ перетворює енергію постійного струму на енергію змінного струму потрібної (як правило, регульованої) частоти. Фільтр Φ згладжує коливання вихідних струму або напруги випрямляча. На рис. 3.1 зображений випадок, коли вхід та вихід ПЧ – трифазні. Звичайно, можливі варіанти з однофазними входом та виходом. Якщо двигун змінного струму, що живиться від АІН, має переходити до рекуперативного режиму, зустрічно-паралельно випрямлячу вмикають ведений мережею інвертор для передачі до мережі рекуперованої енергії.

Інвертори класифікують за такими ознаками.

1. Ступінь автономності:

- автономні (самокомутовані);
- залежні або ведені (мережею чи навантаженням).

2. Властивості інвертора як джерела живлення (тільки автономні):
 - інвертори струму (живляться від джерела струму та самі є джерелами струму);
 - інвертори напруги (живляться від джерела напруги та самі є джерелами напруги).
3. Кількість фаз вихідної напруги:
 - однофазні;
 - трифазні;
 - багатофазні.
4. Ступінь складності силової схеми:
 - прості;
 - складені (такі, що складаються з кількох простих інверторів).
5. Структура силової схеми (прості):
 - мостові;
 - півмостові;
 - зі спільною точкою навантаження.
6. Кількість рівнів вихідної (лінійної) напруги:
 - дворівневі;
 - трирівневі;
 - багаторівневі.
7. Спосіб з'єднання з навантаженням:
 - з трансформаторним виходом;
 - безтрансформаторні.
8. Спосіб керування вихідною частотою та напругою:
 - з амплітудною модуляцією;
 - з широтно-імпульсною модуляцією;
 - з широтно-імпульсним регулюванням.
9. Тип керованих ключів:
 - тиристорні;
 - транзисторні.
10. Спосіб комутації ключів:
 - з природною комутацією (лише ведені інверторах);
 - з ємнісною примусовою;
 - з комутацією за допомогою керуючого електроду (цілком керовані).

В автономних інверторах (АІ), на відміну від інверторів, ведених мережею (залежних інверторів), процес комутації ключів ніяким чином не пов'язаний із напругою живильної мережі (звідси вони й отримали таку назву). Тому АІ може працювати з навантаженням, у складі якого нема джерела змінної напруги.

3.2. Однофазний мостовий інвертор напруги з амплітудною модуляцією ♦

Схема однофазного мостового інвертора напруги наведена на рис. 3.2. Як видно, вона цілком подібна до схеми переривника постійної напруги (широко-імпульсного перетворювача). Інвертор на рис. 3.2 реалізований на двоопераційних тиристорах, хоча замість них можуть бути одноопераційні тиристори,

силові польові, біполярні або IGBT-транзистори. У разі використання одноопераційних тиристорів, як і в ШП, потрібні спеціальні схеми штучної комутації для закривання тиристорів у будь-який потрібний момент. Живиться інвертор від джерела регульованої постійної напруги (найчастіше від керованого випрямляча КВ). Дросель L_ϕ призначений для згладжування коливань випрямленого струму та забезпечення його безперервного характеру. На відміну від ШП, шпаруватість вихідної напруги в такому інверторі незмінна і завжди дорівнює 0,5.

Діаграми напруг та струмів за суто активного навантаження ($L_H = 0$) наведені на рис. 3.3. Завдяки перемикаючій діалогі інвертора до навантаження подається напруга від джерела постійної напруги з тим чи іншим знаком. Напруга та струм на виході інвертора знакозмінні та синфазні. Частота вихідної напруги дорівнює частоті перемикаючій ключів. Струм через зворотні діоди не тече. Струм на вході інвертора незмінний у часі. Енергія протягом усього періоду вихідної напруги передається лише в одному напрямку: від джерела живлення через АІН до навантаження.

Щоб змінити частоту вихідної напруги, досить змінити частоту перемикаючій ключів, не змінюючи послідовності цього перемикаючій. Оскільки інвертор змінити свою вихідну напругу за такого алгоритму керування не здатен, регулювання амплітуди вихідної напруги здійснюється за допомогою керованого випрямляча КВ (тобто змінюється рівень вхідної напруги АІН).

Якщо навантаження активно-індуктивне (а це буває частіше), процеси в інверторі описуються рівнянням

$$u = iR_H + L_H \frac{di}{dt},$$

а вихідний струм має кусково-експоненціальний характер (рис. 3.4). Хоча кожний із тиристорів, як і раніше, отримує керуючі імпульси u_{ki} впродовж півперіоду, тривалість їх роботи менша. Одразу після закривання однієї пари тиристорів і подачі імпульсів до іншої струм навантаження спочатку тече через зворотні діоди (енергія, накопичена на попередньому інтервалі в індуктивності, віддається конденсатору), і лише після

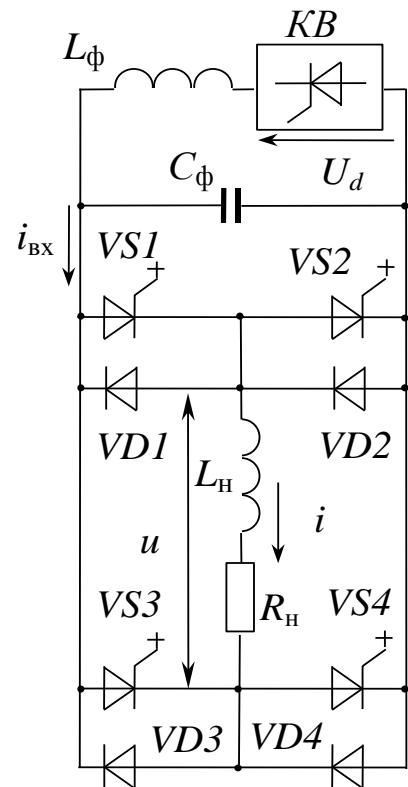


Рис. 3.2. Однофазний мостовий автономний інвертор напруги

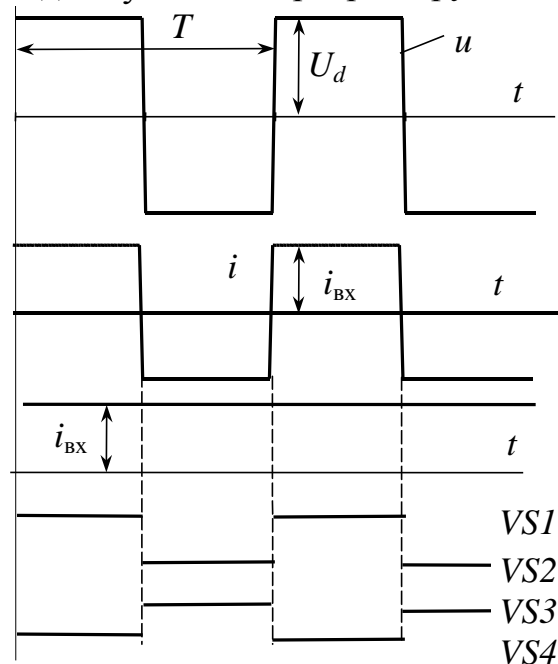


Рис. 3.3. Процеси в однофазному АІН з активним навантаженням

зміни свого знаку переходить на зустрічно-паралельні їм тиристири. Фазовий зсув струму відносно напруги $\varphi < 90^\circ$.

Вхідний струм $i_{вх}$ при цьому короткочасно стає негативним, однак його середнє значення більше від нуля. Це означає, що хоча потік енергії і змінює періодично напрям, але в середньому за період інвертор споживає електричну енергію, яка витрачається у вигляді тепла в активному опорі навантаження (на рис. 3.4 площа $S_1 > S_2$). Тривалість відкритого стану керуванних ключів за RL -навантаження завжди більша, ніж діодів.

Якщо інвертор живиться від нереверсивного випрямляча, як на рис. 3.2, зміна напрямку вхідного струму можлива завдяки наявності конденсатора C_ϕ . Крім накопичення енергії, переданої від навантаження, конденсатор виконує також функцію згладжування коливань вихідної напруги випрямляча. Тому напруга на вході інвертора вважається ідеально гладкою.

Так само, як і в переривниках постійної напруги (п. 2.5), для запобігання короткого замикання через ключі однієї фази в систему керування інвертором вводять мертвий час.

Якщо навантаження суто індуктивне, вихідний та вхідний струми мають кусково-лінійний характер (рис. 3.5), причому середнє значення вхідного струму дорівнює нулю (вся енергія, спожита інвертором при роботі тиристора, віддається назад до конденсатора, коли відкритий діод). Тривалість роботи тиристорів та діодів однакова.

Як видно з рис. 3.3...3.5, вихідні напруга та струм, хоч і знакозмінні, але досить далекі від синусоїдних. Вищі гармоніки струму навантаження призводять до збільшення втрат активної енергії у контурі навантаження.

Діюче значення вихідної напруги

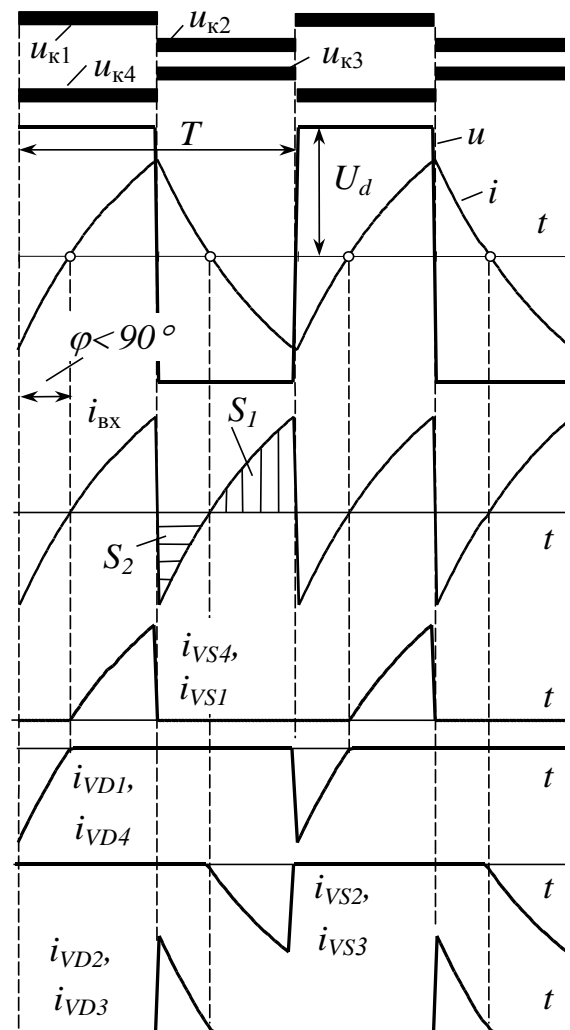


Рис. 3.4. Процеси в АІН з активно-індуктивним навантаженням

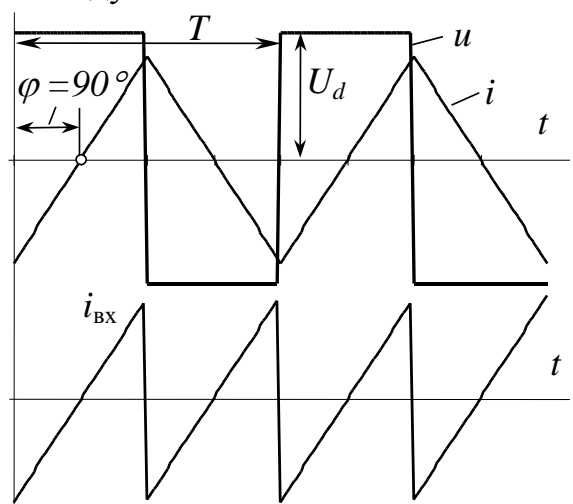


Рис. 3.5. Процеси в АІН із суто індуктивним навантаженням

$$U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u^2 dt} = U_d.$$

Амплітуда k -ої гармоніки вихідної напруги

$$U_{m(k)} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2},$$

де $A_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(k\omega t) dt$, $B_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(k\omega t) dt$ – коефіцієнти Фур'є.

Якщо відлік часу починати з моменту переходу напруги через нуль у позитивному напрямку, косинусні коефіцієнти внаслідок симетрії кривої напруги $A_k = 0$, а амплітуда k -ої гармоніки:

$$\begin{aligned} U_{m(k)} = B_k &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} U_d \sin(k\omega t) dt - \int_{T/2}^T U_d \sin(k\omega t) dt \right] = \\ &= \frac{U_d}{k\pi} \left[\int_0^{k\pi} \sin \theta d\theta - \int_{k\pi}^{2k\pi} \sin \theta d\theta \right] = \frac{4U_d}{k\pi} \cdot \frac{1 - (-1)^k}{2}, \end{aligned}$$

де $\theta = k\omega t$.

Як видно з останнього виразу, парні гармоніки напруги відсутні.

Вихідний струм АІН із RL -навантаженням як сума гармонік

$$i = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega t - \varphi_k)}{k \sqrt{R_H^2 + (k\omega L_H)^2}} \cdot \frac{1 - (-1)^k}{2},$$

де $\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L_H}{R_H}$ – фазовий зсув k -ої гармоніки струму.

Амплітуда першої гармоніки напруги ($k=1$):

$$U_{m(1)} = B_1 = \frac{4U_d}{\pi}. \quad (3.1)$$

Ступінь несинусоїдальності прийнято оцінювати за допомогою коефіцієнтів викривлень та гармонік, функціонально пов'язаних один з одним.

Коефіцієнт викривлень напруги відображає внесок першої гармоніки в діюче значення напруги

$$v_U = \frac{U_{(1)}}{U} = \frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}U} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} = 0,9003. \quad (3.2)$$

Найбільшою з вищих гармонік буде третя ($k=3$). Її амплітуда

$$U_{m(3)} = B_3 = \frac{4U_d}{3\pi}$$

лише втричі менша за амплітуду першої гармоніки.

Коефіцієнт гармонік є відношенням діючого значення всіх вищих гармонік до діючого значення першої

$$k_{rU} = THDU = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{(k)}^2}}{U_{(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{m(k)}^2}}{U_{m(1)}} = \sqrt{\frac{1}{v_U^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,4834.$$

Зв'язок між середнім вхідним струмом та діючим значенням вихідного можна знайти з рівняння енергетичного балансу за умови нехтування втратами в ключах:

$$U_d I_{\text{вх}} = \frac{U_{m(1)} I_{(1)} \cos \varphi_{\text{н}}}{\sqrt{2}},$$

де $I_{(1)}$ – діюче значення першої гармоніки вихідного струму; $\varphi_{\text{н}}$ – зсув між вихідними напругою та струмом.

Звідси

$$I_{\text{вх}} = I_{(1)} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_{\text{н}}.$$



Приклад 3.1. Вхідний струм однофазного мостового інвертора

Однофазний мостовий інвертор із вихідною частотою $f=400$ Гц живиться від джерела напруги $U_d=24$ В. Параметри навантаження: $R_{\text{н}}=10$ ом, $L_{\text{н}}=0,01$ мГн. Знайти середнє значення вхідного струму.

Реактивний та повний опір навантаження

$$X_{\text{н}} = 2\pi f L_{\text{н}} = 2\pi \cdot 400 \cdot 0,01 = 25,1 \text{ Ом};$$

$$Z_{\text{н}} = \sqrt{R_{\text{н}}^2 + X_{\text{н}}^2} = \sqrt{10^2 + 25,1^2} = 27,02 \text{ Ом}.$$

$\cos \varphi_{\text{н}}$ навантаження

$$\cos \varphi_{\text{н}} = \frac{R_{\text{н}}}{Z_{\text{н}}} = \frac{10}{27,02} = 0,37.$$

Діючі значення перших гармонік вихідних напруги та струму

$$U_{(1)} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 24}{\pi} = 21,62 \text{ В};$$

$$I_{(1)} = \frac{U_{(1)}}{Z_{\text{н}}} = \frac{21,62}{27,02} = 0,8 \text{ А}.$$

Середнє значення струму, споживаного інвертором

$$I_{\text{вх}} = I_{(1)} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_{\text{н}} = 0,8 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 0,37 = 0,267 \text{ А}. \quad \blacklozenge$$

3.3. Однофазний інвертор зі спільною точкою навантаження

Найпростішим однофазним інвертором є інвертор зі спільною точкою та трансформаторним виходом (рис. 3.6). Ключі в ньому працюють у протифазі, подаючи напругу від джерела U_d по черзі до однієї з первинних півобмоток трансформатора. Коли відкритий транзистор $VT1$, струм тече верхньою півобмоткою так, як показано на рис. 3.6, і зростає. У вторинній обмотці наводиться ЕРС e'_2 та виникає струм відповідного напрямку (рис. 3.7). Після закривання ключа $VT1$ електромагнітна енергія, накопичена в трансформаторі, викликає появу ЕРС самоіндукції, направлену згідно з первинним струмом. Наслідком цього є струм, що протікає контуром “нижня півобмотка – джерело U_d – діод

VD2". До первинної обмотки прикладається напруга протилежного знаку. Оскільки первинний струм знижується, вторинна ЕРС змінює знак, а вторинний струм спадає.

Якщо тривалість подачі керуючого сигналу на кожен із ключів дорівнює половині періоду вихідної напруги, одразу після закривання VT1 отримує імпульс керування $u_{к2}$ ключ VT2. Проте відкриється він лише тоді, коли впаде до нуля струм, що протягом часу t' тече зворотним діодом VD2. Після цього первинний та вторинний струми змінять знаки. Процеси після закривання транзистора VT2 протікають подібним чином.

Регулювання рівня вихідної напруги можна здійснити шляхом зменшення шпаруватості подачі керуючих імпульсів до обох ключів:

$$\gamma = \frac{2t_1}{T} = \frac{2t_2}{T} < 1.$$

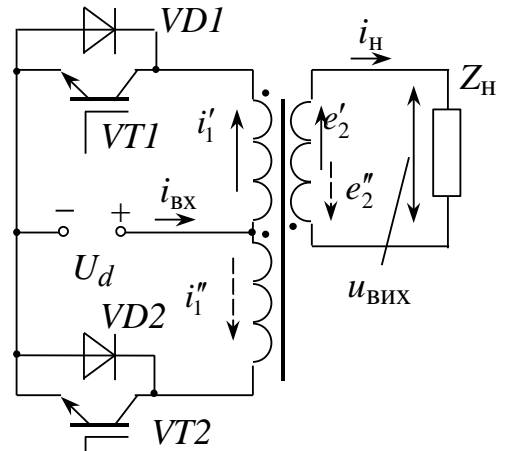


Рис. 3.6. Однофазний інвертор напруги зі спільною точкою навантаження

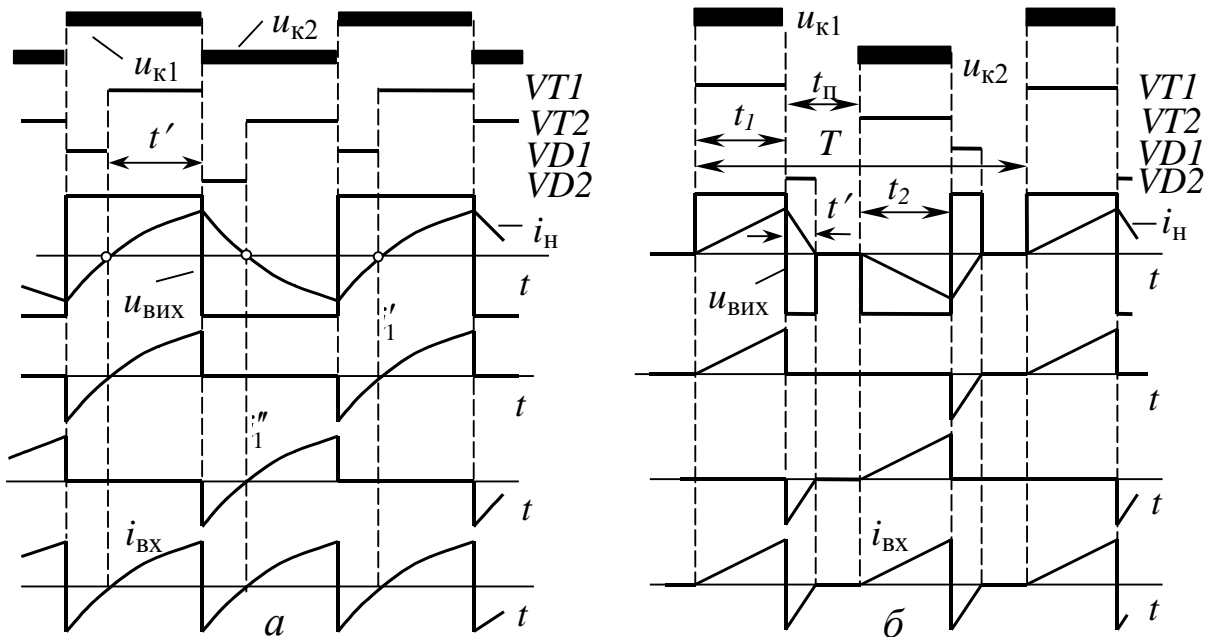


Рис. 3.7. Часові діаграми однофазного інвертора зі спільною точкою

Якщо пауза $t_{п}$ між керуючими імпульсами різних ключів менша від тривалості t' спадання струму через зворотний діод, у кривих вихідних напруги та струму, а також вхідного струму виникне пауза, а діюче значення вихідної напруги зменшиться.

До переваг схеми слід віднести малу кількість напівпровідникових приладів, до недоліків – необхідність використання трансформатора (причому з двома первинними півобмотками).

Подібні інвертори широко використовують у складі малопотужних імпульсних джерел живлення постійного та змінного струму.

3.4. Трифазні АІН з амплітудною модуляцією ◆

Трифазні АІН призначені для живлення трифазних споживачів (звичайно асинхронних та синхронних двигунів). Трифазні інвертори зі спільною точкою розповсюдження не набули (окрім інверторів для живлення крокових двигунів, де струм фази однополярний). На практиці використовуються лише мостові. Як і раніше, побудову та електромагнітні процеси будемо розглядати на прикладі інвертора на двоопераційних тиристорах (рис. 3.8).

Він складається з шести тиристорів ($VS1 \dots VS6$) та такої ж кількості зворотних діодів ($VD1 \dots VD6$). Навантаження – активно-індуктивне, симетричне та з'єднане у зірку. У цій схемі можлива велика кількість алгоритмів перемикання ключів, які відрізняються тривалістю та послідовністю їх роботи, наявністю пауз між їх робочими періодами тощо. Розглянемо два найбільш простих та поширених із них (особливо в інверторах на одноопераційних тиристорах).

А) Алгоритм комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 180°

Кожний ventиль відкритий протягом 180° . Це означає, по-перше, що одразу після закривання ключа (наприклад, $VS1$) отримує керуючий імпульс другий ключ тієї ж фази ($VS2$). По-друге, у кожний момент часу завжди відкрито три ключа (по одному у кожній фазі).

Часові діаграми струмів та напруг зображені на рис. 3.9.

Період вихідної напруги АІН складається з шести інтервалів тривалістю 60° кожний (на рис. 3.9 позначені римськими цифрами). На кожному з цих інтервалів відкрита своя трійка тиристорів, і навантаження кожного разу по-новому вмикається до джерела постійної напруги (рис. 3.10).

Оскільки кожна фаза навантаження періодично вмикається до різних полюсів джерела, фазні напруги знакозмінні, хоча і несинусоїдальні. Коли до полюса джерела ввімкнена тільки одна фаза, на неї припадає дві третини напруги, коли дві паралельно – одна третина. Завдяки тому, що діаграма роботи тиристора $VS3$ зсунута відносно діаграми тиристора $VS1$ на 120° , такий самий взаємний зсув мають і напруги фаз A та B . Унаслідок активно-індуктивного характеру навантаження фазний струм на кожному з інтервалів змінюється експоненційно з певним запізненням $\varphi_H = \arctg(\omega L_H / R_H)$ відносно напруги. Тому, коли закривається тиристор у будь-якій фазі (наприклад, $VS1$), фазний струм i_a , не змінюючи ще напрямку (завдяки ЕРС самоіндукції), перехо-

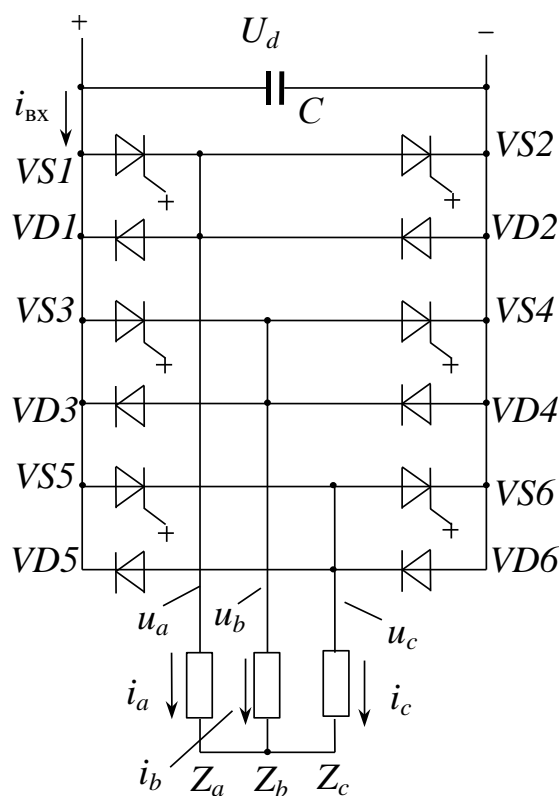


Рис. 3.8. Трифазний мостовий автономний інвертор напруги

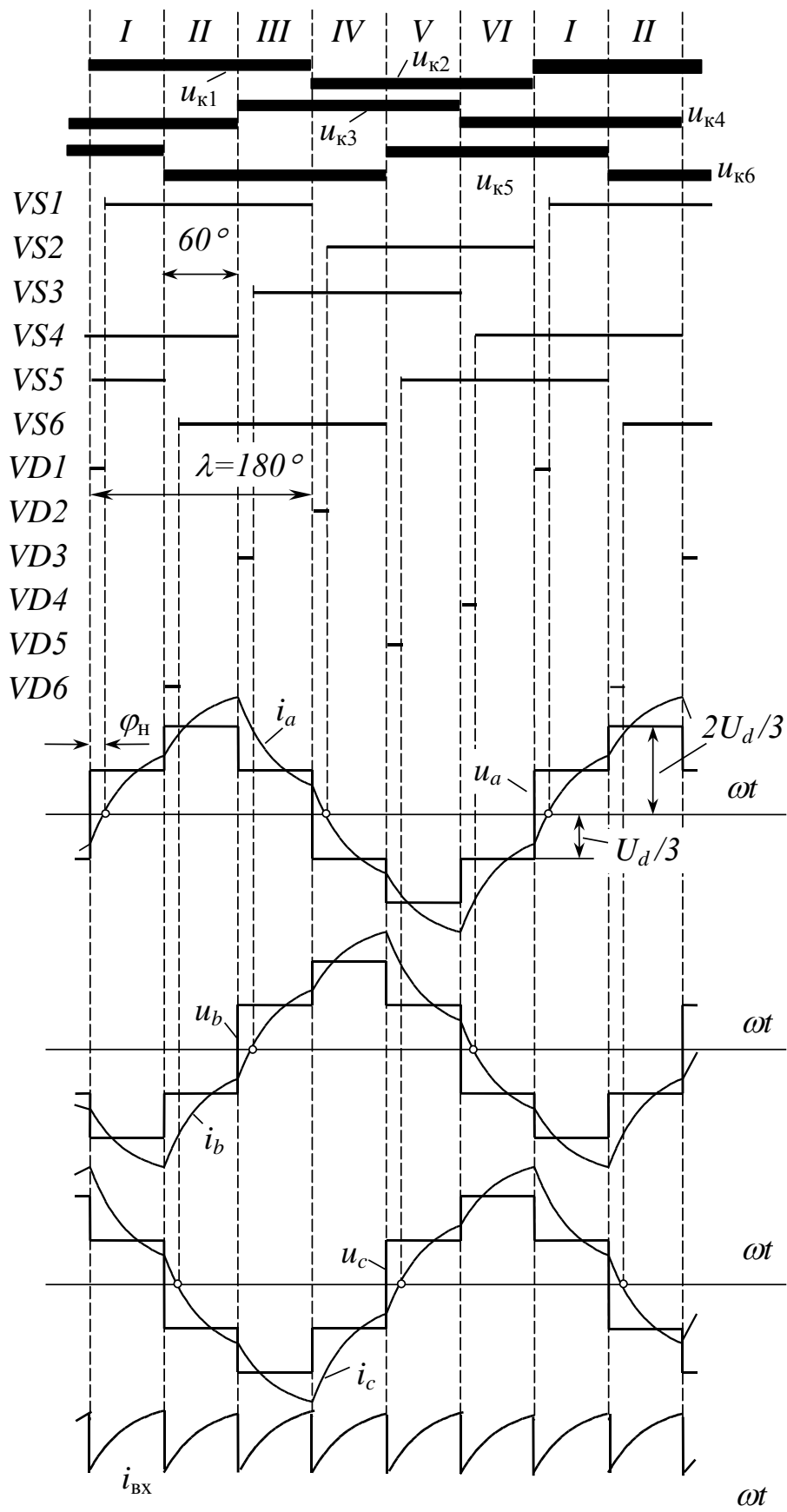


Рис. 3.9. Процеси в трифазному АІН із $\lambda=180^\circ$

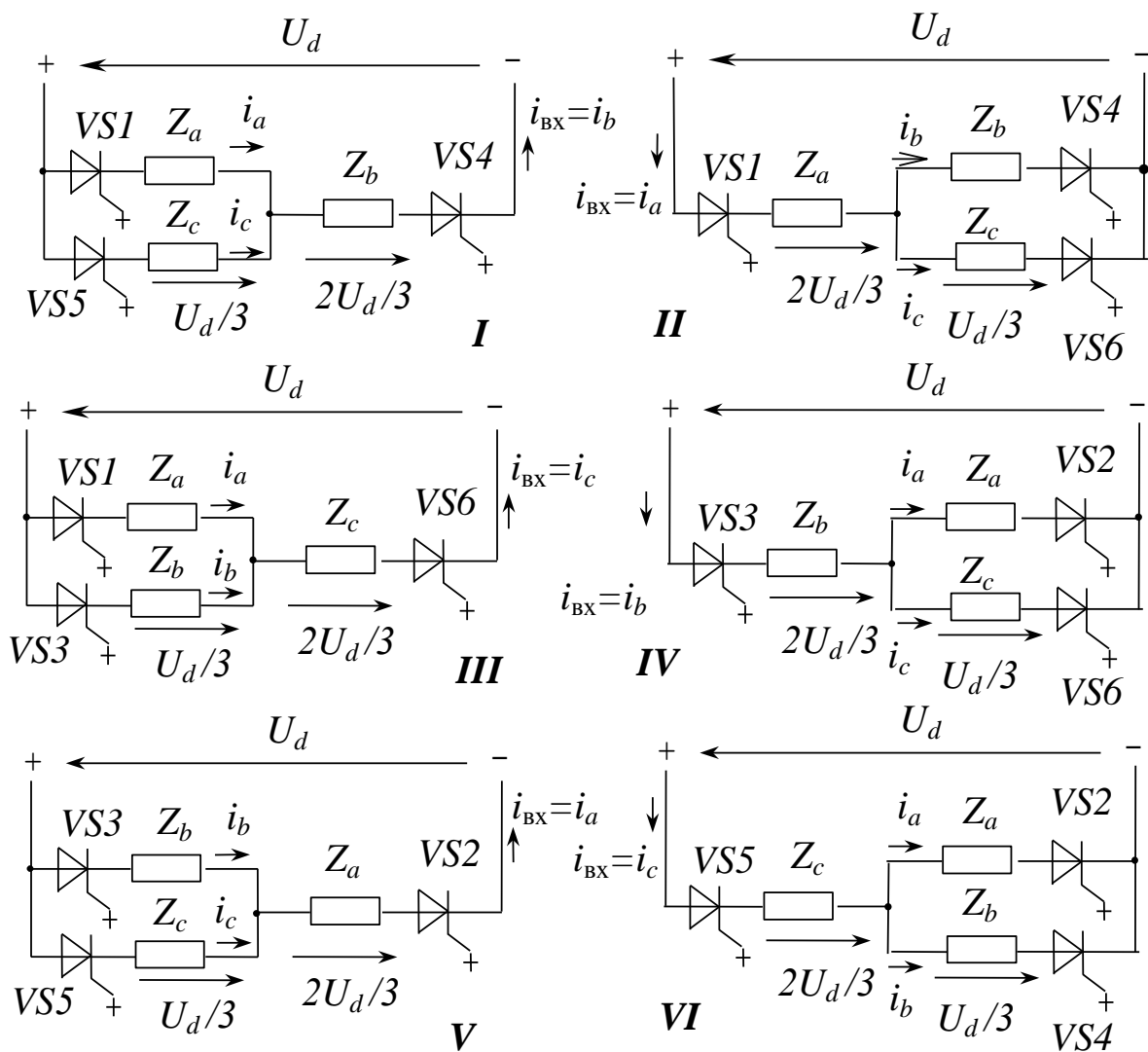


Рис. 3.10. Схеми з'єднання фаз навантаження

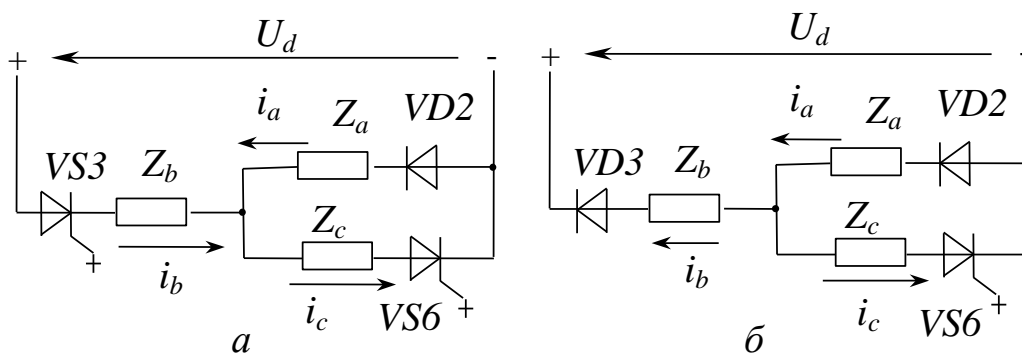


Рис. 3.11. Схема з'єднання фаз навантаження після закривання ключа $VS1$

дить на діод $VD2$ тієї ж фази. До фази прикладається напруга іншого знаку, струм інтенсивно знижується до нуля, передаючи енергію, накопичену в індуктивності фази A , до ланки постійного струму та фази B . Схема для цієї ситуації зображена на рис. 3.11,а. Якщо $\cos \varphi_n$ малий, енергія, накопичена в індуктивних елементах фази навантаження на момент вимикання в ній тиристора, та струм цієї фази недостатньо великі ($i_a < i_b$) і не здатні привести до зміни знаку вхідного струму (на відміну від однофазного АІН, де вхідний струм завжди знакозмінний). Реактивна енергія розсіюється у навантаженні.

Фактично завдяки діоду навіть ще до вмикання наступного тиристора схема вмикання фаз уже готова (порівн. рис. 3.11,а та схему для інтервалу IV на рис. 3.10). Після зникнення струму закривається $VD2$, і тепер може відкритись паралельний йому тиристор $VS2$, який забезпечує зміну напрямку фазного струму. Оскільки тиристор не може відкритись на самому початку інтервалу, тривалість його роботи трохи менша від 180° .

Таким чином, зворотні діоди виконують ту ж саму функцію, що і в широтно-імпульсних перетворювачах: забезпечення шляху протікання реактивних струмів та запобігання перенапруг при індуктивному характері навантаження.

Фаза навантаження, в якій відбувається комутація, перед її початком завжди підключена паралельно іншій фазі.

Споживаний інвертором струм $i_{вх}$ завжди дорівнює струмові тієї фази, яка ввімкнута послідовно з двома іншими. При переважно індуктивному характері навантаження ($\varphi_H > 60^\circ$) реактивний струм фази після закривання її тиристора достатньо великий, а струм фази, яка залишається ввімкненою послідовно з іншими (i_b на рис. 3.11,б), ще не встиг змінити знак після попередньої комутації у цій фазі. Це призводить до зміни знаку струму $i_{вх}$ одразу після комутації, доки відкритий зворотний діод $VD3$. Реактивна енергія фази після комутації в ній скидається через два діоди до джерела живлення та частково до іншої фази. Подібна ситуація може виникнути, наприклад, у режимі холостого ходу двигуна, коли його струм переважно індуктивний.

Зміна порядку чергування фаз, потрібна для реверсу двигунів змінного струму, в АІН здійснюється дуже просто, без будь-яких змін та доповнень у схемі. Для цього треба ключі фази B перемикає так, як раніше перемикалися ключі фази C , і навпаки, ключі фази C – як раніше ключі фази B .



Приклад 3.2. Струми трифазного АІН з амплітудною модуляцією

Трифазний інвертор за схемою рис. 3.8 із $\lambda=180^\circ$ живиться від джерела напруги $U_d=100$ В. Частота вихідної напруги $f=25$ Гц. Знайти середні значення вхідного струму, струму діодів та тиристорів для двох варіантів навантаження: а) суто активне $R=1$ Ом; б) суто індуктивне $L=10$ мГн.

• *Варіант а)*

За суто активного навантаження вихідний фазний струм за формою повторює вихідну фазну напругу (рис. 3.12,а). Тому фазний струм має два рівні:

$$I_1 = \pm \frac{U_d}{3R} = \pm \frac{100}{3 \cdot 1} = \pm 33,3 \text{ А};$$

$$I_{mR} = \pm \frac{2U_d}{3R} = \pm \frac{2 \cdot 100}{3 \cdot 1} = \pm 66,7 \text{ А}.$$

За активного навантаження діоди взагалі не відкриваються. Тиристори відкриті протягом півперіоду. Середні значення їх струму

$$I_{VS} = \frac{1}{T} \left(2I_1 \frac{T}{6} + I_{mR} \frac{T}{6} \right) = \frac{2U_d}{9R} = \frac{2 \cdot 100}{9 \cdot 1} = 22,2 \text{ А}.$$

Вхідний струм дорівнює струмові тієї фази, яка не включена паралельно жодній іншій. Відповідна фазна напруга на цьому інтервалі максимально можлива за модулем. Оскільки за активного навантаження фазний струм на цьому інтервалі також максимально можливий, середнє значення вхідного струму

$$I_{\text{вх}} = I_{mR} = \frac{2U_d}{3R} = 66,7 \text{ А.}$$

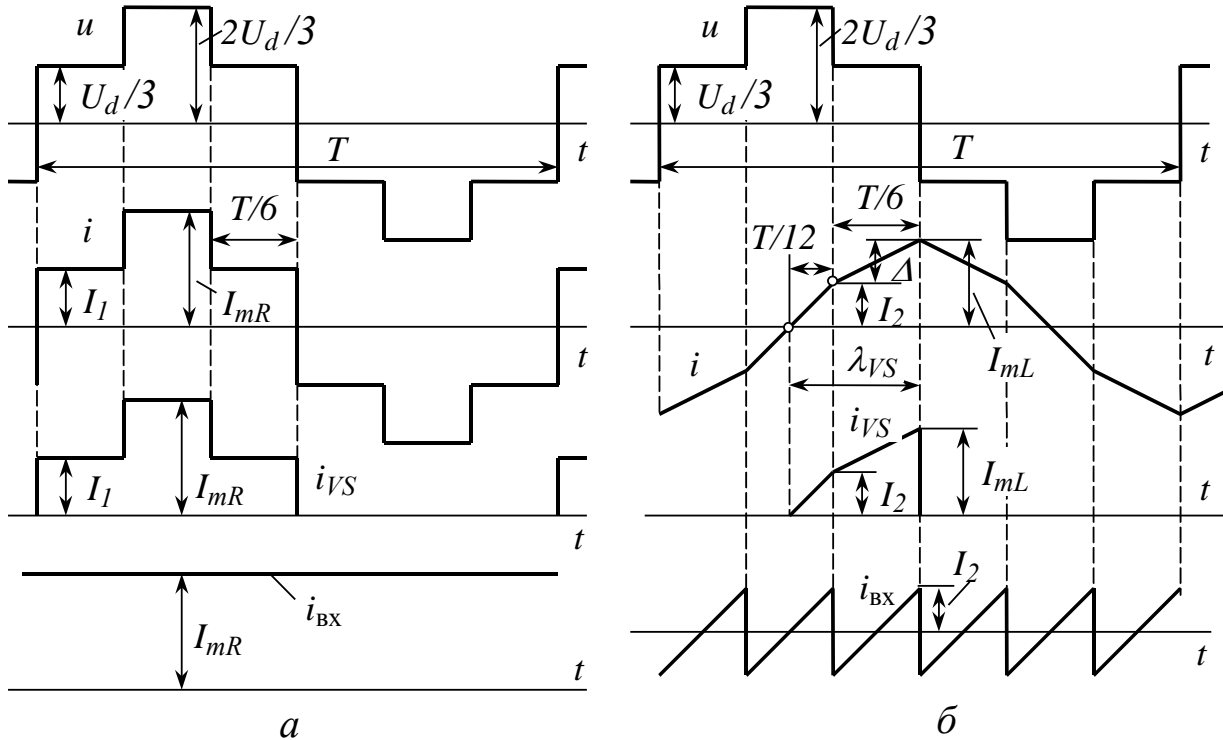


Рис. 3.12. Діаграми струму до прикладу 3.2

• *Варіант б)*

За суто індуктивного навантаження вихідний струм є кусково-лінійним, оскільки з диференціального рівняння напруг за умови $R=0$ маємо два рівні похідної струму

$$\frac{di}{dt} = \frac{u}{L} = \begin{cases} \pm \frac{U_d}{3L} \\ \pm \frac{2U_d}{3L} \end{cases}.$$

Для інтервалу часу, коли похідна позитивна та максимально можлива (рис. 3.12,б), маємо

$$\frac{I_2}{T/16} = \frac{2U_d}{3L},$$

звідки

$$I_2 = \frac{TU_d}{18L} = \frac{U_d}{18Lf} = \frac{100}{18 \cdot 10^{-3} \cdot 25} = 22,2 \text{ А.}$$

Для наступного інтервалу

$$\frac{\Delta}{T/6} = \frac{U_d}{3L},$$

звідки

$$\Delta = \frac{TU_d}{18L} = \frac{U_d}{18Lf} = 22,2 \text{ А.}$$

Максимальний фазний струм

$$I_{mL} = I_2 + \Delta = \frac{U_d}{9Lf} = \frac{100}{9 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 25} = 44,4 \text{ А.}$$

Тиристор відкритий лише на інтервалі λ_{VS} (рис. 3.12,б), діод тієї ж фази – на наступному інтервалі такої ж тривалості. Середні значення їхніх струмів однакові та дорівнюють

$$I_{VS} = I_{VD} = \frac{1}{T} \left(\frac{I_2 \cdot T}{2} + \frac{I_2 + I_{mL}}{2} \cdot \frac{T}{6} \right) = \frac{3I_2 + 2I_{mL}}{24} = \frac{7I_{mL}}{48} = \frac{7 \cdot 44,4}{48} = 6,48 \text{ А.}$$

Як і завжди, миттєвий вхідний струм дорівнює струмові фази, яка має найбільшу напругу (рис. 3.12,б). Тому за індуктивного навантаження середнє значення вхідного струму – нульове. ◆

Амплітуда k -ої гармоніки вихідної фазної напруги трифазного АІН

$$U_{\phi m(k)} = \frac{2}{k\pi} U_d.$$

Форма вихідної напруги трифазного інвертора значно краща порівняно з однофазним мостовим. Відсутні не тільки парні гармоніки, як в однофазному АІН, а й ті, що мають номери 3, 9, 15, 21, 27 тощо (тобто $k = 3 + 6n$, де $n = 0, 1, 2, \dots \infty$).

Амплітуда першої гармоніки напруги

$$U_{\phi m(1)} = \frac{2}{\pi} U_d = 0,637 U_d. \quad (3.3)$$

Найбільшою з гармонік буде п'ята:

$$U_{\phi m(5)} = \frac{2}{5\pi} U_d = 0,127 U_d.$$

Діюче та середнє значення фазної вихідної напруги

$$U_{\phi} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d;$$

$$U_{\phi, \text{ср}} = \frac{4}{9} U_d.$$

Коефіцієнт викривлення напруги також більш близький до одиниці, ніж для однофазного АІН:

$$\nu_U = \frac{U_{\phi m(1)}}{\sqrt{2} U_{\phi}} = \frac{3}{\pi} = 0,9549. \quad (3.4)$$

Коефіцієнт гармонік, навпаки, помітно менший

$$k_{rU} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9}} - 1 = 0,3108.$$

Унаслідок значного вмісту вищих гармонік у вихідних напрузі АІН з амплітудною модуляцією їх використовують там, де вимоги до форми струму невисокі або неможливе використання ШІМ (наприклад, високочастотні ПЧ для високошвидкісних електрошпindelів).

Приклад 3.3. Гармоніки струму трифазного АІН

Трифазний інвертор із $\lambda=180^\circ$ живиться від джерела напруги $U_d=400$ В. Вихідна частота $f=50$ Гц. Його трифазне навантаження, з'єднане зіркою: синусоїдальна проти-ЕРС $e = E_m \sin(2\pi ft - \theta_E)$ $E_m=250$ В, $\theta_E=30^\circ$; $R=0,0118$ Ом; $L=0,31$ мГн. Розрахувати діюче значення струму навантаження, коефіцієнти викривлень струму та гармонік струму з урахуванням п'яти старших вищих гармонік.

Дійсну вісь направимо вздовж комплексу напруги. Тоді амплітуда першої гармоніки струму

$$I_{m(1)} = \left| \frac{U_{m(1)} - E_m e^{j\theta_E}}{Z_{(1)}} \right|,$$

де $Z_{(1)} = R + j \cdot 2\pi f L$ – комплексний опір навантаження для першої гармоніки струму.

Проти-ЕРС не має вищих гармонік. Тому амплітуди вищих гармонік струму

$$I_{m(k)} = \left| \frac{U_{m(k)}}{Z_{(k)}} \right|,$$

де $Z_{(k)} = R + jX_{(k)} = R + j \cdot 2\pi k f L$ – комплексний опір навантаження для k -ої гармоніки струму.

Результати розрахунку опорів та гармонік струму зведені до табл. 3.1.

Таблица 3.1

Результати розрахунків до прикладу 3.3

k	1	5	7	11	13	17
$U_{m(k)}$	254,64	50,93	36,38	23,15	19,59	14,98
$X_{(k)}$	0,0973	0,4865	0,6811	1,0703	1,2649	1,6541
$I_{m(k)}$	1333,39	104,65	53,40	21,63	15,49	9,06

Діюче значення струму за даними табл. 3.1

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{17} I_{m(k)}^2} = 946,71 \text{ А.}$$

Коефіцієнти викривлень та гармонік струму

$$\nu_I = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{1333,39}{\sqrt{2} \cdot 946,71} = 0,9959;$$

$$k_{rI} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,9959^2} - 1} = 0,0906.$$

Як видно, внаслідок фільтрувальних властивостей навантаження коефіцієнт викривлень струму помітно вищий, ніж коефіцієнт викривлень напруги (3.4). ◆

Б) Алгоритм комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 120°

Діаграми напруг та струмів – на рис. 3.13. За такого алгоритму комутації завжди відкрито два тиристори (один – в анодній, другий – в катодній групі), які по черзі вмикають до джерела постійної напруги ту чи іншу пару послідовно з'єднаних фаз навантаження (шість варіантів, рис. 3.14).

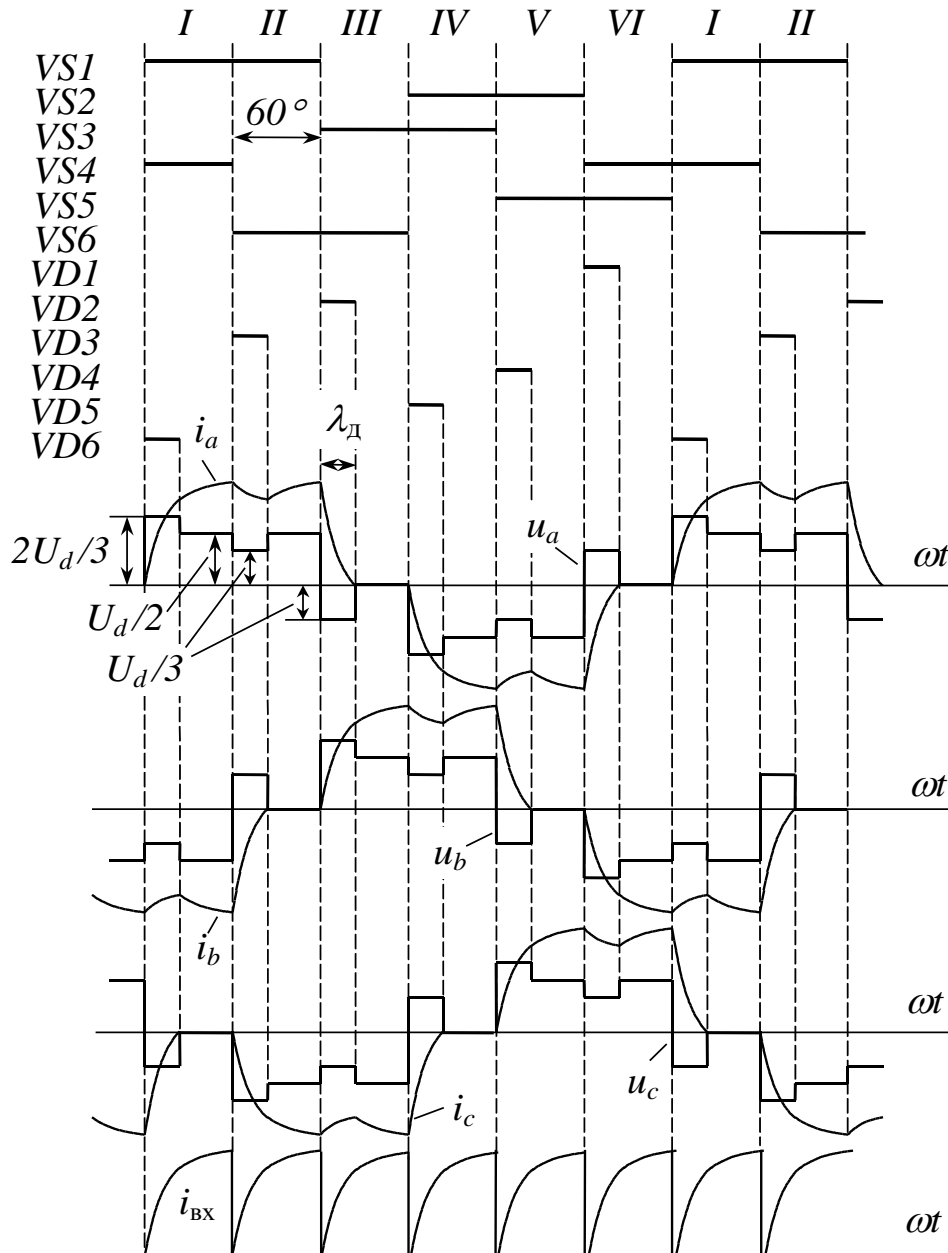


Рис. 3.13. Процеси в трифазному АІН із $\lambda=120^\circ$

Оскільки тривалість роботи ключа 120° , між вимиканням одного та вмиканням іншого ключа однієї фази є пауза 60° . Завдяки цьому під час комутації виключена можливість короткого замикання джерела через два одночасно відкриті ключі однієї фази (на відміну від алгоритму з $\lambda=180^\circ$).

За активно-індуктивного навантаження форма напруг та струмів суттєво відрізняється від таких для попереднього алгоритму. Як і там, фазний струм після вимикання тиристора продовжує текти через протилежний діод тієї ж фази. Однак це призводить до зовсім інших наслідків, оскільки схема, яка при цьому виникає (та ж сама, що і на рис. 3.11), відрізняється від схем рис. 3.14.

Основні відміни такі:

- коли не відкритий жоден діод, дві фази мають напругу $u = \pm U_d/2$, третя – нульову;
- тиристор, який отримав на початку інтервалу відкриваючий керуючий імпульс, одразу ж має можливість відкритись, оскільки струм у фазі вже зник (принаймні при не занадто великій індуктивній складовій навантаження). Тиристор внаслідок цього відкритий всі 120° ;
- після відкривання діода напруга у його фазі міняє знак і дорівнює $\pm U_d/3$, у щойно підключеній фазі – $2U_d/3$ відповідного знаку, у фазі, яка продовжує працювати, – знижується без зміни знаку до $U_d/3$ (тобто кожний півперіод фазної напруги має шість ділянок із різними рівнями напруги: від 0 до $\pm 2U_d/3$);
- тривалість відкритого стану діодів λ_d , а внаслідок цього і форма напруг та струмів, залежить від характеру навантаження. Якщо навантаження переважно індуктивне, а тривалість зникнення фазного струму $\lambda_d > 60^\circ$, паузи у струмі та напрузі зникають, і в роботі завжди знаходяться три фази. Форма напруг та струмів подібна до таких для алгоритму з $\lambda=180^\circ$.

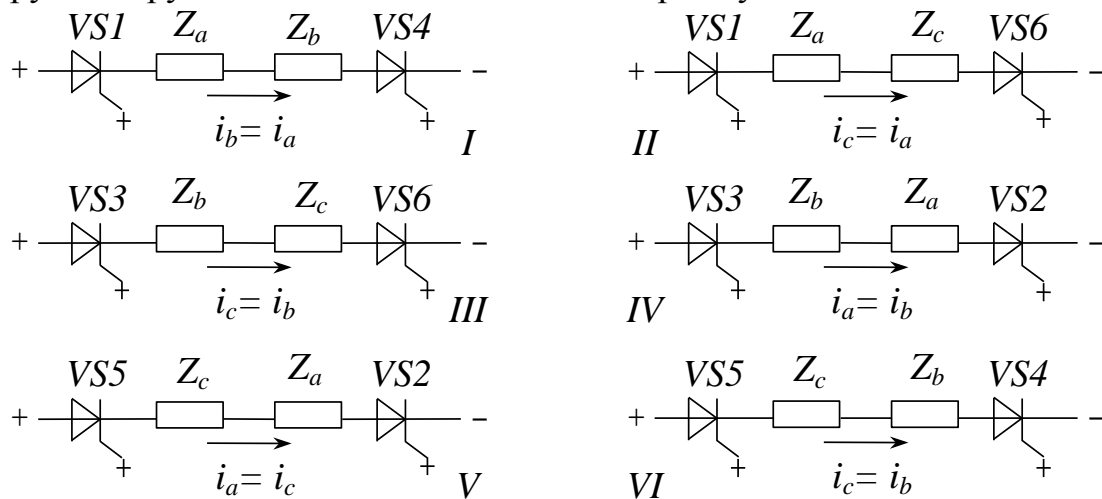


Рис. 3.14. Схеми з'єднання фаз навантаження

Інвертор із амплітудною модуляцією має істотно несинусоїдальні фазні струми і тому при низьких вихідних частотах (біля кількох герц) швидкість двигуна, який живиться від нього, нестабільна. Такі АІН придатні лише для електроприводів із невеликим діапазоном регулювання швидкості або для височастотних електроприводів (наприклад, високошвидкісних електрошпинделів верстатів для обробки деревини та металів).

3.5. Робота автономного інвертора напруги на проти-ЕРС

Розглянемо однофазний автономний інвертор напруги з амплітудною модуляцією, навантаженням якого є фазна обмотка статора двигуна змінного струму. Під час обертання ротора двигуна в обмотці статора виникає синусоїдна проти-ЕРС. На рис. 3.15 позначені напрямки струмів та проти-ЕРС, які нада-

лі вважатимуться позитивними. Рівняння напруг для контуру навантаження має вигляд:

$$u = e + iR_H + L_H \frac{di}{dt};$$

$$e = E_m \sin(\omega t - \theta),$$

де θ – фаза проти-ЕРС відносно вихідної напруги.

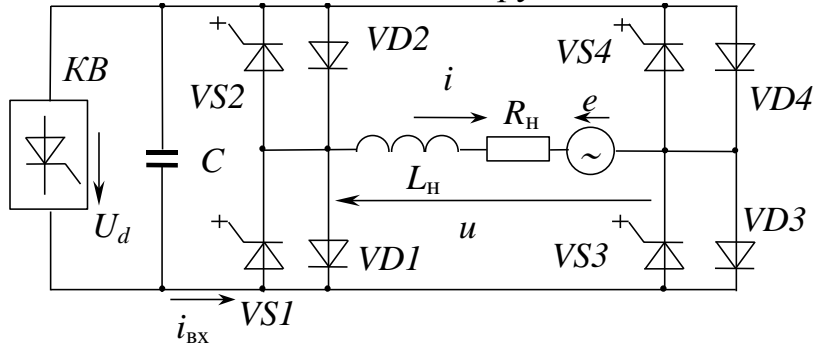


Рис. 3.15. АІН при роботі на проти-ЕРС

Режим роботи інвертора суттєво залежить від фази θ . Коли електрична машина працює у режимі двигуна, проти-ЕРС статора запізнюється відносно вихідної напруги АІН на кут θ (векторна діаграма на рис. 3.16,б).

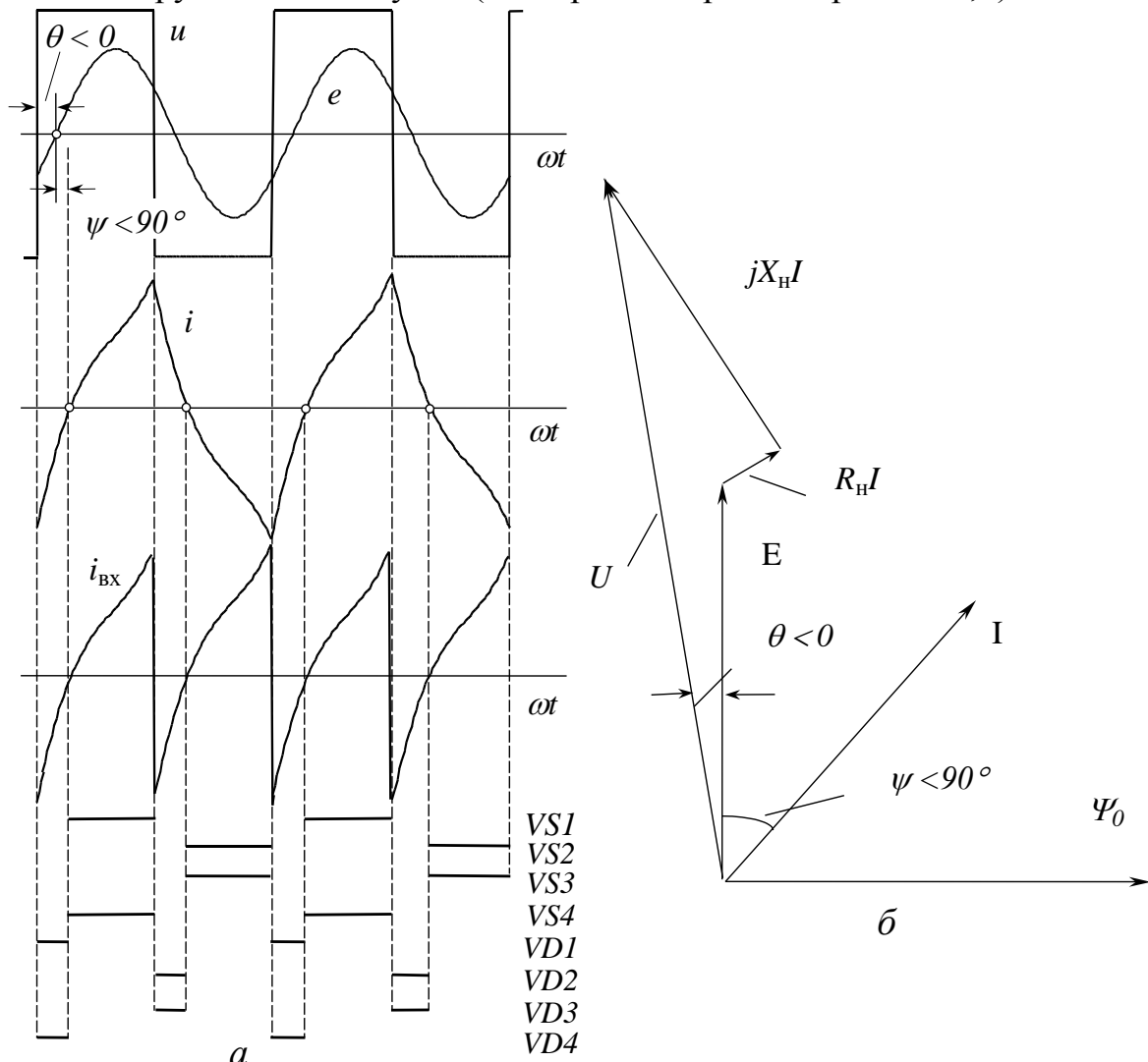


Рис. 3.16. Робота АІН на проти-ЕРС (електрична машина в режимі двигуна)

Тому одразу після чергової комутації проти-ЕРС завжди направлена згідно з напругою інвертора та назустріч струмові. Це сприяє швидшому зменшенню останнього, ніж при активно-індуктивному навантаженні. Діоди закриваються раніше, а більшу частину періоду вихідної напруги відкриті тиристори АІН (рис. 3.16,а). Струм статора при цьому відстає від проти-ЕРС на кут $\psi < 90^\circ$. Середнє значення випрямленого струму збігається за знаком із випрямленою напругою. Енергія споживається інвертором від випрямляча навіть за відсутності активного опору навантаження.

Якщо електрична машина переходить до режиму ідеального холостого ходу, кут між проти-ЕРС та напругою АІН наближається до нуля (тим ближче, чим менший активний опір обмотки статора). Проти-ЕРС протягом усього періоду направлена назустріч напрузі АІН. Тому, викривлюючи форму вихідного струму, вона не здатна зсунути його відносно напруги.

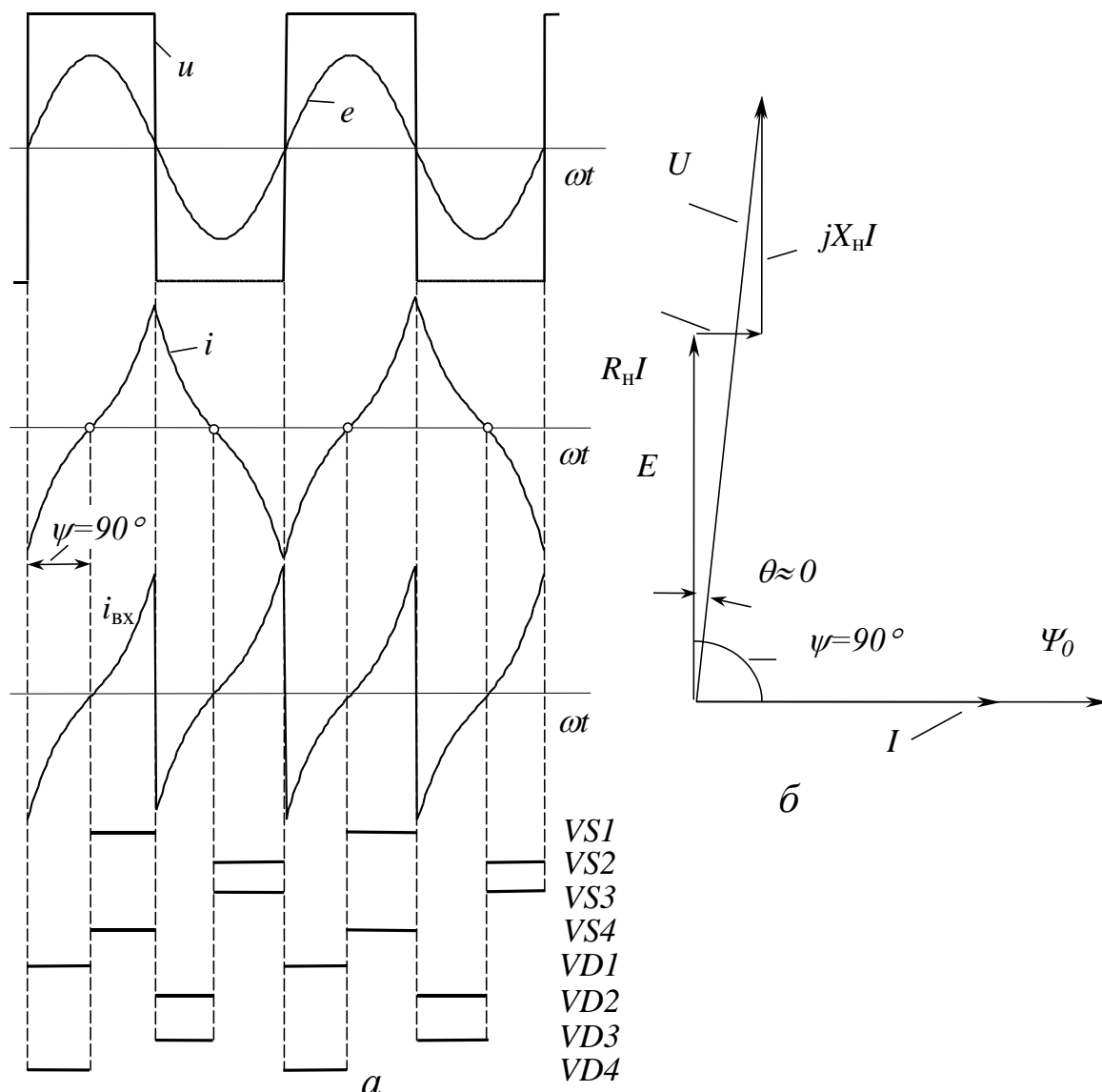


Рис. 3.17. Робота АІН на проти-ЕРС (машина в режимі холостого ходу)

У разі відсутності у двигуні втрат на гістерезис струм статора синфазний із головним потоком Ψ_0 і запізнюється відносно проти-ЕРС на кут $\psi = 90^\circ$ (рис. 3.17,б). Це означає, що джерело проти-ЕРС не споживає активної енергії від АІН (протягом однієї половини кожного періоду вихідної напруги віддає-

ся та сама кількість енергії, яка споживається протягом другої). Про це також свідчить те, що середнє значення споживаного інвертором струму $I_{\text{BX}} = 0$, а тривалості відкритого стану тиристорів та діодів однакові (рис. 3.17,а).

При роботі машини змінного струму в рекуперативному режимі проти-ЕРС випереджує напругу. Тому на момент комутації напруга на виході інвертора та проти-ЕРС направлені зустрічно. Як наслідок, струм після комутації спадає повільніше і тому відстає від проти-ЕРС на кут $\psi > 90^\circ$ (рис. 3.18). Тривалість відкритого стану діодів більша, ніж тиристорів, унаслідок чого середнє значення вхідного струму I_{BX} негативне (на відміну від інвертора струму, див. п. 4.5, де змінюється знак не вхідного струму, а вхідної напруги). АІН передає енергію від джерела проти-ЕРС до ланки постійного струму, підзаряджаючи конденсатор C та працюючи фактично в режимі випрямляча.

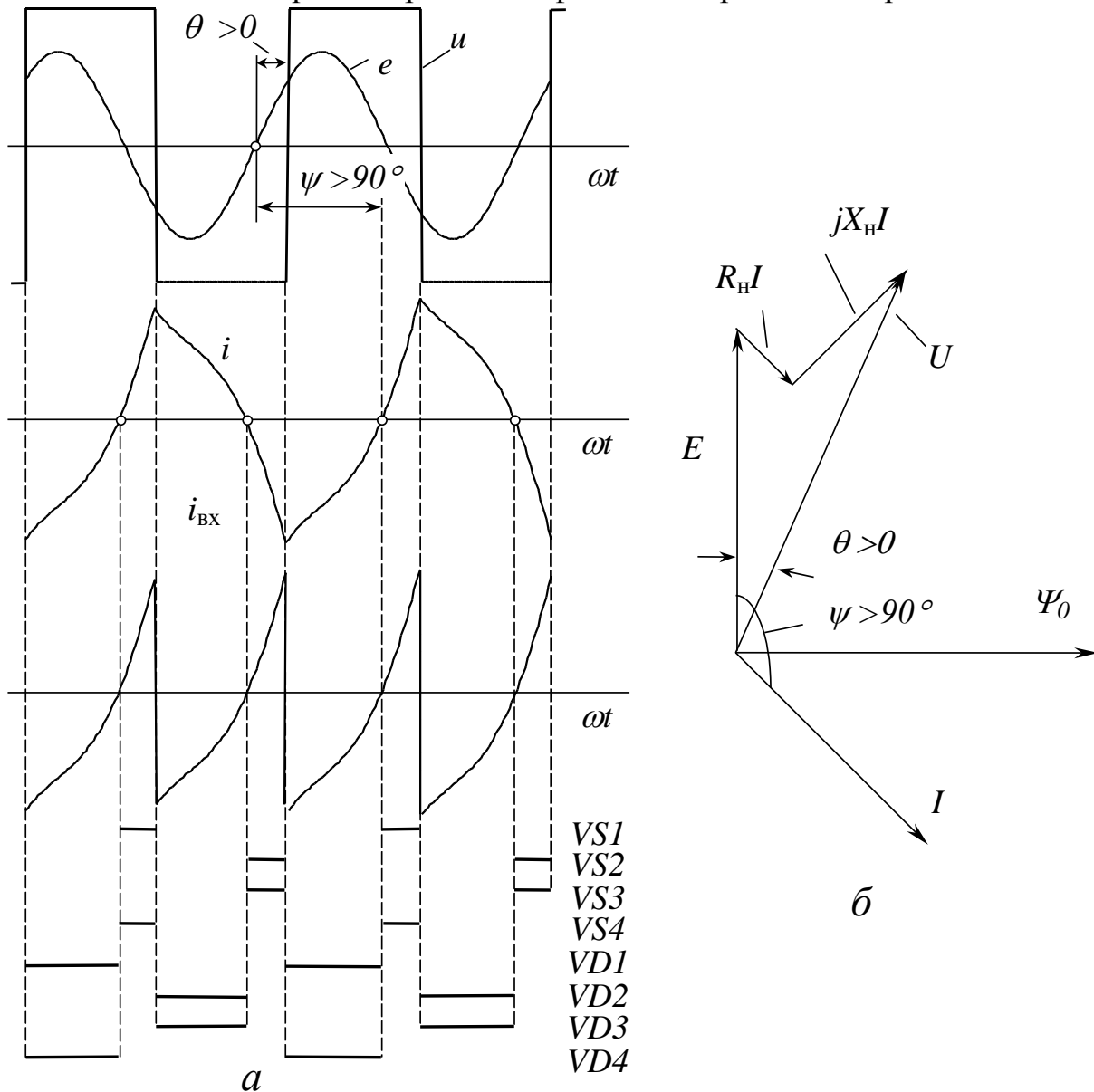


Рис. 3.18. Робота АІН на проти-ЕРС
(електрична машина в рекуперативному режимі)

3.6. Трифазні АІН зі штучною комутацією

При застосуванні в АІН одноопераційних тиристорів необхідні пристрої їх штучної комутації. Може бути використаний будь-який спосіб закривання тиристорів із розглянутих раніше для тиристорів ШПІ (див. п. 2.12). У схемах трифазних інверторів можливо багато варіантів їх використання.

Розрізняють такі способи комутації:

- індивідуальний (кожний із шести тиристорів, як і в ШПІ, має свою схему штучної комутації, див. п. 2.12);
- міжфазний (один комутаційний пристрій обслуговує два тиристиори з різних фаз);
- пофазний (по одному комутаційному пристрою на кожен фазу АІН);
- груповий (одна схема штучної комутації використовується для закривання тиристорів анодної, друга – катодної групи);
- спільний (один комутаційний вузол для всіх тиристорів АІН).

Розглянемо кілька найбільш поширених варіантів трифазних АІН зі штучною комутацією. Вважатимемо, що комутаційні процеси відбуваються набагато швидше процесів у навантаженні. Тому струми фаз навантаження протягом комутації можна вважати незмінним.

У всіх розглянутих нижче схемах заряд комутуючих конденсаторів здійснюється від джерела U_d . Оскільки в електроприводі зниження вихідної частоти майже завжди супроводжується і зниженням U_d , умови для штучної комутації при цьому погіршуються. Для забезпечення стабільної комутації використовують спеціальні схеми зовнішнього підзарядження комутуючих конденсаторів.

А) Трифазний АІН із міжфазною комутацією

Схема інвертора з міжфазною комутацією наведена на рис. 3.19. Комутуючі конденсатори ввімкнені трикутником і відокремлені від навантаження відсікальними діодами $VD7...VD12$. Призначення цих діодів – запобігти розряду конденсаторів через навантаження на міжкомутаційному інтервалі. Тому іноді такий інвертор називають АІН із відокремленими від навантаження конденсаторами. Зворотні діоди $VD1...VD6$, щоб забезпечити зміну напрямку фазного струму, ввімкнуті зустрічно-паралельно не одним тільки тиристорам, а й відсікальним діодам.

У такій схемі можливий лише алгоритм комутації з тривалістю відкритого стану тиристорів 120° (рис. 3.13). Тому одночасно відкрито два тиристиори. Розглянемо процес комутації з $VS1$ на $VS3$, коли відкритий $VS6$. Вважатимемо, що протягом процесу комутації фазні струми змінитися не встигають. Перед початком комутації комутуючий конденсатор $C13$ заряджений від джерела постійної напруги через $VS1$, $VD9$, навантаження, $VD12$, $VS6$ із полярністю, показаною на рис. 3.19. Так само заряджений конденсатор $C26$ через $VS1$, $VD7$, $VD8$, $VS6$. Коли тиристор $VS3$ отримує керуючий імпульс, він відкривається, оскільки до нього через відкритий $VS1$ прикладена позитивна напруга. Утворю-

ється контур комутації, до якого входять тиристори $VS1$, $VS3$ та конденсатор $C13$. Конденсатор $C13$, розряджаючись проти годинникової стрілки через $VS1$ та $VS3$, сприяє закриванню $VS1$. Процеси в контурі комутації описуються рівняннями

$$u_c + i_c R = 0;$$

$$i_c = C_{13} \frac{du_c}{dt},$$

де R – активний опір контуру комутації.

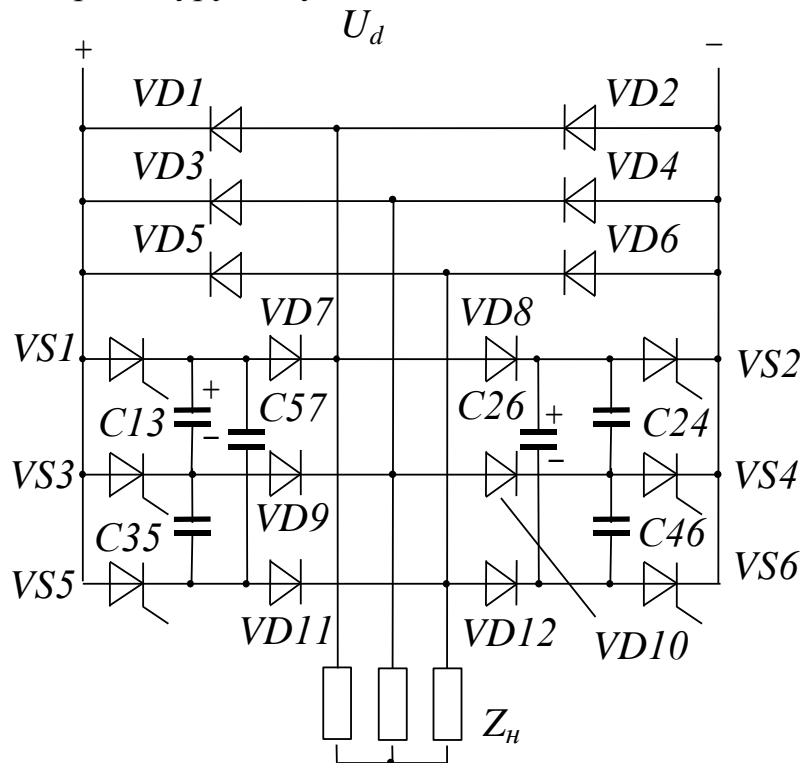


Рис. 3.19. АІН із міжфазною комутацією

Оскільки в контурі комутації відсутні індуктивні елементи, процес комутації тиристорів відбувається практично миттєво, а конденсатор $C13$ не встигне розрядитися, доки закривається тиристор $VS1$. Після закривання $VS1$ діод $VD9$ спочатку залишається закритим, оскільки має на аноді негативний потенціал із конденсатора $C13$. Останній починає перезаряджатися через відкритий $VS3$, діод $VD7$, фази A і C навантаження, $VD12$ та $VS6$ із незмінним струмом, який дорівнює фазному струмові. Наприкінці процесу перезарядження конденсатора $C13$, після того, як напруга на ньому сягне напруги джерела, а на діоді $VD2$ – нуля ($t = t_1$ на рис. 3.20), замість діода $VD7$ відкриється діод $VD2$, щоб забезпечити протікання індуктивного струму фази A . Одночасно відкривається діод $VD9$ і

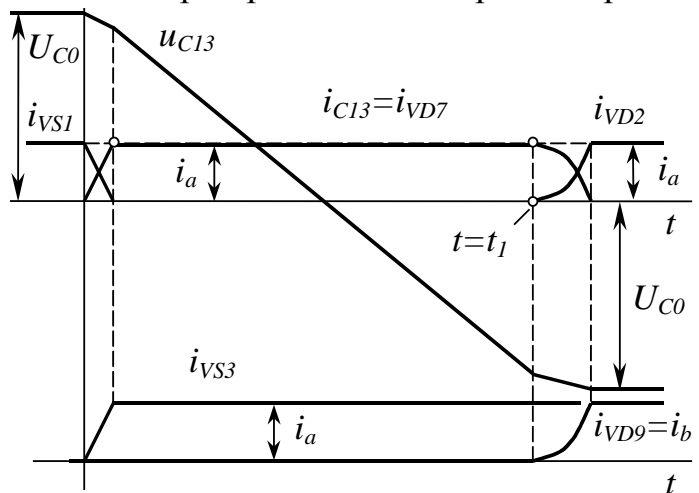


Рис. 3.20. Комутація в схемі рис. 3.19

до джерела живлення вмикається фаза *B*. Таким чином, після закривання *VS1* струм фази *A* протікає спочатку тиристором *VS3*, потім – діодом *VD2*.

Конденсатор *C26*, який ще на попередньому міжкомутаційному інтервалі зарядився через *VS1*, *VD7*, *VD8*, *VS6* із полярністю, показаною на рис. 3.19, вже готовий до чергової комутації з *VS6* на *VS2*.

Для зменшення залежності заряду конденсаторів від вхідної напруги АІН та зниження темпу зростання комутаційного струму тиристорів до контурів комутації іноді вмикають дроселі (поєдновано з кожним конденсатором або між тиристорним мостом та мостом зворотних діодів).

Характерною особливістю розглянутої схеми порівняно з наступними є відсутність допоміжних тиристорів (їх функції виконують основні тиристори), чим і обумовлена її відносна поширеність.

Б) Трифазний АІН із пофазною комутацією

Інвертор із пофазною комутацією зображений на рис. 3.21. Для кожної фази передбачений свій пристрій комутації, який складається (для фази *A*, наприклад) із конденсатора *C1*, дроселя *L1* та двох допоміжних тиристорів *VS7* та *VS8*. Розглянемо процес комутації у фазі *A*. Фазні струми внаслідок їх індуктивного характеру, як і у попередній схемі, вважатимемо протягом процесу комутації незмінними.

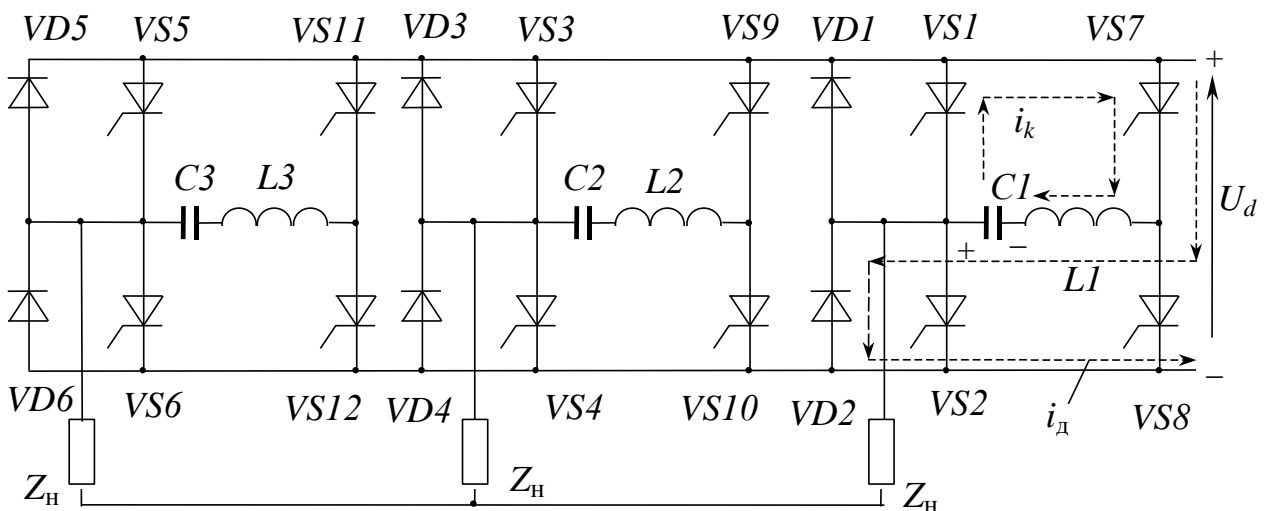


Рис. 3.21. АІН із пофазною комутацією

Коли відкритий тиристор *VS1*, конденсатор *C1* повинен бути зарядженим із полярністю, показаною на рис. 3.21. Для закривання *VS1* необхідно відкрити тиристор *VS7*. Починається коливний перезарядження конденсатора за годинниковою стрілкою контуром “*C1* – *VS1* – *VS7* – *L1*”. Процеси в контурі перезарядження описуються рівняннями:

$$u_c + i_k R + L_1 \frac{di_k}{dt} = 0;$$

$$i_k = C_1 \frac{du_c}{dt}.$$

Коли струм перезарядження зросте до рівня робочого струму тиристора $VS1$ ($t=t_1$ на рис. 3.22), останній закриється, а перезарядження продовжуватиметься через зворотний діод $VD1$. До тиристора $VS1$ завдяки цьому прикладений негативний потенціал (падіння напруги на відкритому діоді $VD1$), який сприяє поновленню його запірних властивостей.

Коли струм перезарядження знизиться до рівня струму фази A ($t=t_2$), закриється діод $VD1$. Під впливом ЕРС самоіндукції фази A відкриється діод $VD2$, який забезпечує безперервність фазного струму. Одночасно утворюється контур дозарядження конденсатора від джерела живлення через $VS7$ та $VD2$ (рис. 3.22). Диференціальні рівняння для етапу дозарядження

$$u_c + i_d R + L_1 \frac{di_d}{dt} = U_d;$$

$$i_d = C_1 \frac{du_c}{dt}.$$

Після зниження струму дозарядження до нуля ($t=t_3$) закривається допоміжний тиристор $VS7$. Оскільки знак напруги на конденсаторі змінився, він готовий до комутації у потрібний момент тиристора $VS2$ за допомогою тиристора $VS8$.

У схемі можливий будь-який із розглянутих у п. 3.4 алгоритмів керування.

В) Трифазний АІН зі спільною комутацією

Окрім спільного для всіх фаз комутаційного вузла з групових тиристорів $VS12$, $VS13$, дроселя L та конденсатора C , для комутації призначені також шість (по одному для кожного силового тиристора) допоміжних тиристорів $VS7...VS12$ (рис. 3.23). Кожний із останніх вмикається одноразово за період. Кожний із групових тиристорів вмикаються тричі за період (синхронно з кожним із допоміжних тиристорів своєї групи).

Розглянемо комутацію тиристора $VS1$. Трохи раніше, під час попередньої комутації, були відкриті тиристори $VS14$ та $VS8$. Завдяки цьому перед початком штучної комутації тиристора $VS1$ конденсатор заряджений із полярністю, вказаною на рис. 3.23. Часові діаграми для струмів та напруг під час комутації аналогічні діаграмам, зображеним на рис. 3.22.

Комутація починається з одночасного відкривання допоміжних тиристорів $VS7$ та $VS13$. Утворюється контур перезарядження конденсатора “ $C - L - VS7 - VS1 - VS13$ ”, позначений на рис. 3.22. Коливний процес перезарядження відбувається згідно з рівняннями

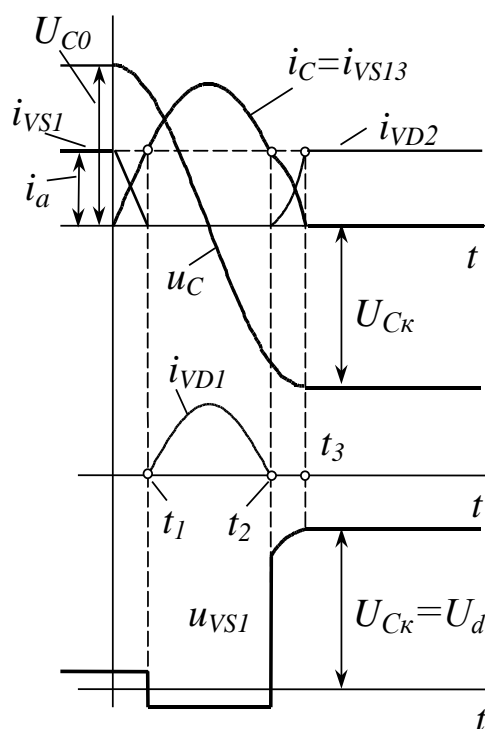


Рис. 3.22. Комутація в схемі рис. 3.21

$$u_c + i_k R + L \frac{di_k}{dt} = 0;$$

$$i_k = C \frac{du_c}{dt}.$$

Коли струм перезарядження досягає робочого струму тиристора $VS1$ ($t=t_1$ на рис. 3.22), останній закривається і струм перезарядження надалі тече через діод $VD1$.

Коли струм перезарядження знижується до рівня струму фази A , діод $VD1$ закривається ($t=t_2$). Унаслідок індуктивного характеру навантаження фазний струм не може змінити напрям і протікає через діод $VD2$. Завдяки відкриттю $VD2$ утворюється коло для дозарядження конденсатора від джерела живлення: “джерело U_d – $VS13$ – C – L – $VS7$ – $VD2$ – джерело U_d ”. Процес дозарядження описується рівняннями

$$u_c + i_d R + L \frac{di_d}{dt} = U_d;$$

$$i_d = C \frac{du_c}{dt}.$$

Після закінчення дозарядження ($t=t_3$) струм конденсатора знижується до нуля і допоміжні тиристри закриваються. Вузол комутації готовий до закривання тиристора катодної групи.

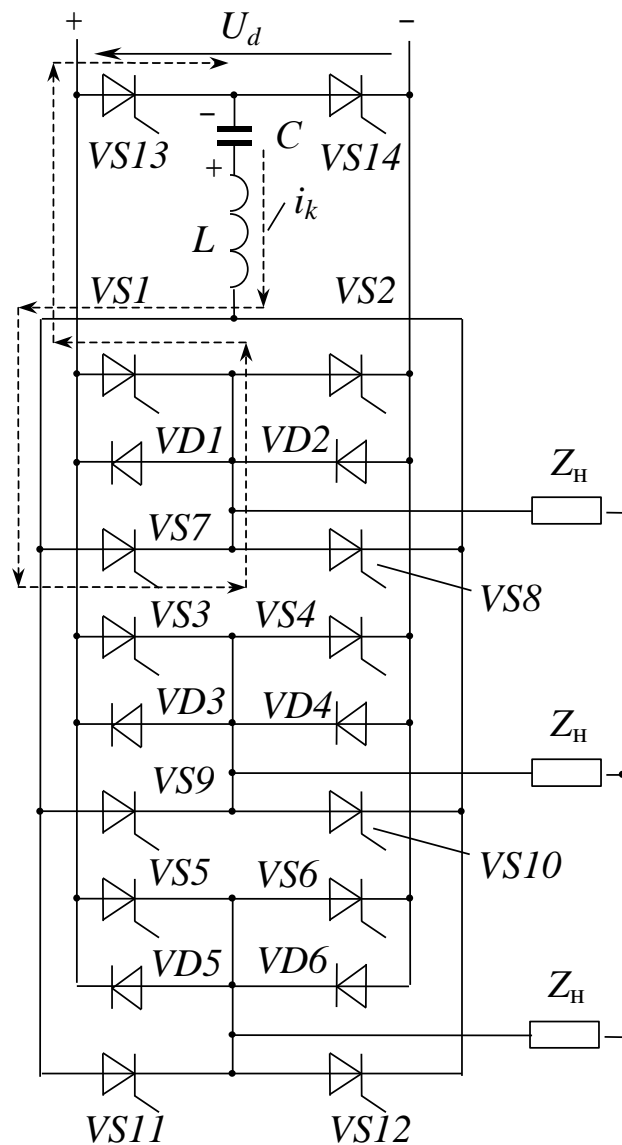


Рис. 3.23. АІН зі спільною комутацією

3.7. Керування автономними інверторами з амплітудною модуляцією ♦

Загальна структура системи керування трифазного АІ з амплітудною модуляцією зображена на рис. 3.24.

До її входу подається задавальна напруга U_f , рівень якої пропорційний бажаній вихідній частоті АІ. Перетворювач “напруга-частота” ПНЧ перетворює цей сигнал на послідовність тактових імпульсів u_T , частота яких у шість разів більша потрібної вихідної частоти АІ.

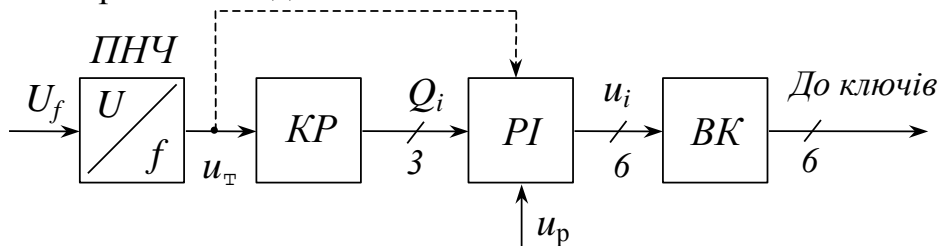


Рис. 3.24. Система керування трифазним АІ з амплітудною модуляцією

Кільцевий розподільник КР формує тризначний код Q_i , частота повторення якого дорівнює заданій вихідній частоті інвертора. Із виходу розподільника імпульсів РІ через вихідні каскади ВК до ключів подаються шість керуючих сигналів. Логічний сигнал u_p , який надходить із САР електропривода, несе інформацію про потрібне чергування фаз інвертора (він використовується для визначення порядку перемикання ключів).

Ця структура є спільною для інверторів як напруги, так і струму незалежно від алгоритму їх роботи. Специфіка окремих інверторів впливає лише на алгоритм роботи і внутрішню структуру розподільника імпульсів.

Схема перетворювача “напруга-частота” одного з комплектних електроприводів зображена на рис. 3.25.

Він складається з інтегратора $A1$ та компаратора $A2$ з позитивним зворотним зв'язком. Перенасичення компаратора відбувається, коли напруга U_1 перевищує $\Delta = U_{\text{нас}} R_2 / (R_2 + R_3)$. Якщо на виході $A2$ позитивна напруга, діод закритий, і на вході $A1$ присутня лише позитивна напруга $U_{\text{вх}}$. Напруга інтегратора лінійно зростає в негативному напрямку за законом

$$U_1 = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{вх}} dt + U_{10},$$

де $T = R_1 C$ – стала часу інтегратора; U_{10} – початкове значення напруги інтегратора.

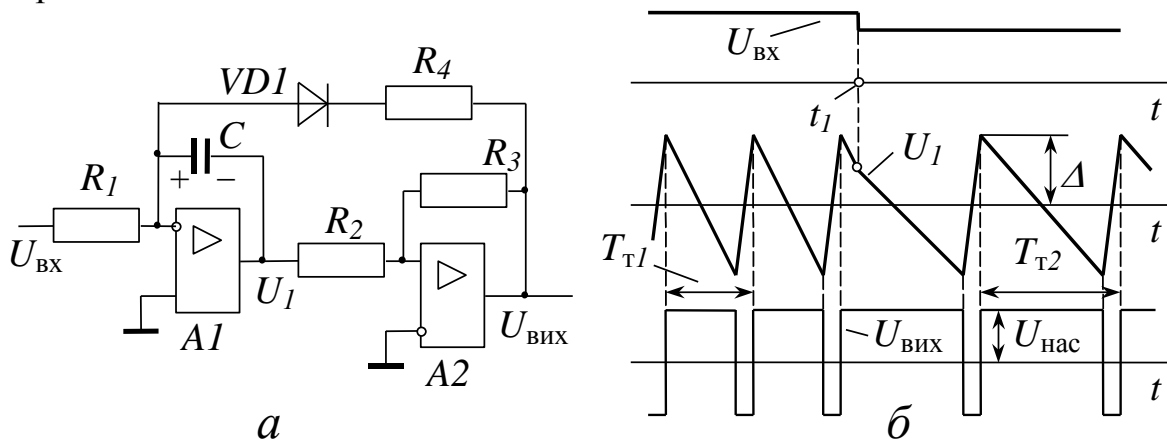


Рис. 3.25. Перетворювач “напруга-частота”

Це зростання продовжується, доки напруга U_1 не досягне рівня Δ . Після цього компаратор перенасичується і своєю негативною напругою відкриває діод. Конденсатор, заряджений перед цим із полярністю, вказаною на рис. 3.25,а, швидко перезаряджається через вихід $A1$, відкритий діод, R_4 та вихід $A2$. Темп цього перезарядження набагато більший, ніж попереднього, оскільки опір $R_4 \approx \frac{R_1}{20 \dots 30}$. Напруга U_1 швидко змінює знак, знову перенасичуючи компаратор. Оскільки темп перезарядження конденсатора в негативному напрямку за закритого діода пропорційний вхідній напрузі, змінюючи останню, можна задавати частоту вихідної напруги. На рис. 3.25,б у момент часу $t = t_1$ внаслідок

стрибокподібного зниження вхідної напруги в кривій U_1 спостерігається злом, після чого вихідна частота зменшується.

Оскільки похідна напруги U_1 на рис. 3.25,б за умови нехтування тривалістю перезарядження конденсатора через діод

$$\frac{dU_1}{dt} \approx \frac{2\Delta}{T_T},$$

вихідна частота

$$f_T = \frac{1}{T_T} = \frac{dU_1/dt}{2\Delta} = \frac{U_{\text{вх}}}{2\Delta T} = \frac{U_{\text{вх}} R_2}{2U_{\text{нас}} R_3 R_1 C}$$

пропорційна вхідній напрузі.



Приклад 3.4. Розрахунок перетворювача “напруга-частота”

Розрахувати ПНЧ за схемою рис. 3.25,а для трифазного мостового АІН із амплітудною модуляцією, вихідна частота якого змінюється в діапазоні від $f_{\text{min}}=5$ Гц до $f_{\text{max}}=100$ Гц. Напруга насичення операційних підсилювачів $U_{\text{нас}}=8$ В. Найбільша вхідна напруга $U_{\text{вх.max}}=9$ В.

Максимальна вихідна частота ПНЧ

$$f_{T\text{max}} = 6f_{\text{max}} = 6 \cdot 100 = 600 \text{ Гц.}$$

Для запобігання насичення інтегратора АІ параметр Δ не повинен перевищувати його напругу насичення. Це можливо, якщо $R_3 < R_2$. Прийmemo $R_2=10$ кОм, $R_3=7,5$ кОм.

Тоді

$$\Delta = U_{\text{нас}} \frac{R_3}{R_2} = 8 \frac{7,5}{10} = 6 \text{ В.}$$

Прийнявши $C=1$ мкФ, знайдемо

$$R_1 = \frac{U_{\text{вх.max}}}{2\Delta C f_{T\text{max}}} = \frac{9}{2 \cdot 6 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 600} = 1,25 \text{ кОм.} \quad \blacklozenge$$

На рис. 3.26 зображені два варіанти реалізації кільцевих розподільників: за допомогою D -тригерів (а) та JK -тригерів (б), а також їх часові діаграми (в). Перед початком роботи виходи всіх тригерів повинні бути нульовими. Тому на вході даних першого тригера присутня логічна одиниця з виходу \bar{Q}_3 . Після отримання трьох тактових імпульсів від ПНЧ на тактові входи C вона просувається до входів даних інших тригерів. Четвертий імпульс спричиняє до завантаження нуля до першого тригера, два наступні обнуляють виходи Q_2 та Q_3 .

Кільцевий розподільник входить до складу систем керування не тільки інверторів, а й трифазних переривників змінного струму, деяких безпосередніх перетворювачів частоти тощо.

РІ використовує вихідний код КР для формування сигналів керування ключами. Звичайно, для різних алгоритмів роботи АІ ($\lambda=120^\circ$ або $\lambda=180^\circ$) алгоритми роботи розподільника імпульсів також будуть різні. За керування АІН на транзисторах та двоопераційних тиристорах протягом усього потрібного ін-

тервалу провідності ключа на його базі (затворі, керуючому електроді) повинен бути позитивний керуючий сигнал.

На рис. 3.27 для випадків $\lambda=180^\circ$ та $\lambda=120^\circ$ і для прямого чергування фаз зображені вихідні сигнали РІ $u_1 \dots u_6$ (індекс відповідає номеру ключа на схемі рис. 3.8), які після підсилення надходять до баз ключів.

Логічні рівняння, які описують роботу РІ, з урахуванням необхідності зміни чергування фаз такі:

- для $\lambda=180^\circ$:

$$u_1 = Q_1 \cdot u_p + Q_3 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_2 = \bar{Q}_1 \cdot u_p + \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_3 = Q_3 \cdot u_p + Q_1 \bar{u}_p;$$

$$u_4 = \bar{Q}_3 \cdot u_p + \bar{Q}_1 \bar{u}_p;$$

$$u_5 = Q_2;$$

$$u_6 = \bar{Q}_2.$$

- для $\lambda=120^\circ$:

$$u_1 = Q_1 \cdot \bar{Q}_3 \cdot u_p + Q_3 \cdot Q_2 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_2 = Q_3 \cdot \bar{Q}_1 \cdot u_p + \bar{Q}_3 \cdot \bar{Q}_2 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_3 = Q_3 \cdot Q_2 \cdot u_p + Q_1 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_4 = \bar{Q}_3 \cdot \bar{Q}_2 \cdot u_p + Q_3 \cdot \bar{Q}_1 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_5 = \bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2;$$

$$u_6 = Q_1 \cdot Q_2.$$

Якщо сигнал $u_p=1$, чергування фаз на виході АІ А, В, С, а при $u_p=0$ В, А, С. Схема розподільника імпульсів, в якій реалізований алгоритм керування АІН для $\lambda=180^\circ$, зображена на рис. 3.28.

В АІН із $\lambda=180^\circ$ і RL -навантаженням одразу після закриття одного ключа інший ключ тієї ж фази зашунтований зворотним діодом і зможе відкритися лише після зміни напрямку фазного струму (див. п. 3.4). Тому в такому інверторі за використання одноопераційних тиристорів також потрібні широкі керуючі імпульси. Щоб зменшити втрати в тиристорах та потужність вихідних каскадів, іноді використовують не безперервний керуючий сигнал, а пачку високочастотних імпульсів (т.зв. “частотне заповнення”). Для цього на кожному з виходів РІ слід увімкнути логічні елементи “І”, до одного з входів яких поданий високочастотний (близько кількох кГц) сигнал від спеціального генератора. Завдяки цьому керуючий сигнал виглядатиме так, як сигнал u'_6 , зображений на рис. 3.27.

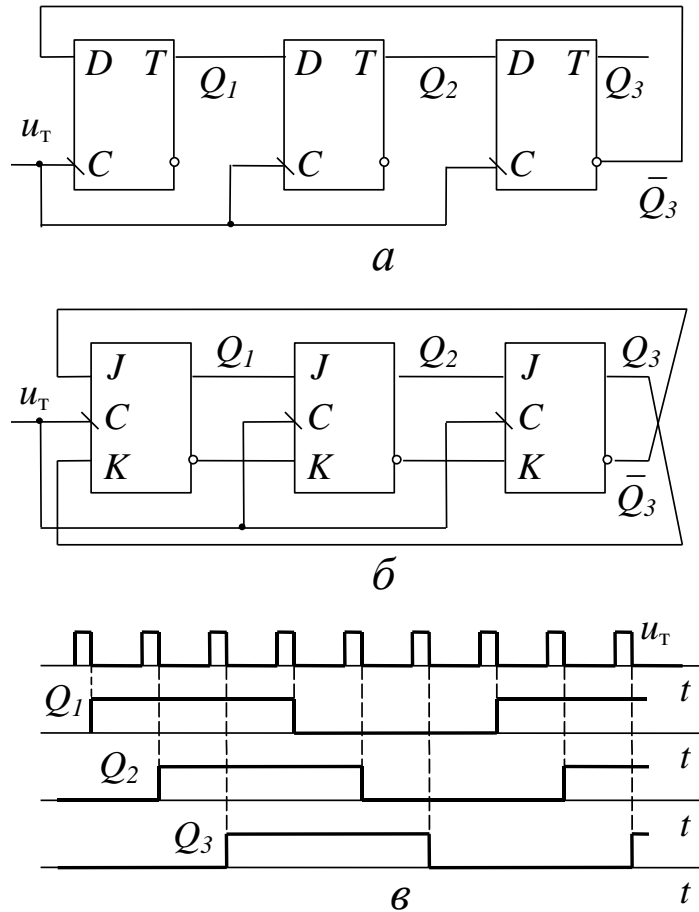


Рис. 3.26. Кільцеві розподільники на тригерах

Якщо широкі імпульси не потрібні (як, наприклад, в інверторах струму на звичайних тиристорах), імпульси, тривалість яких дорівнює тривалості нуля тактового сигналу, можна отримати таким чином:

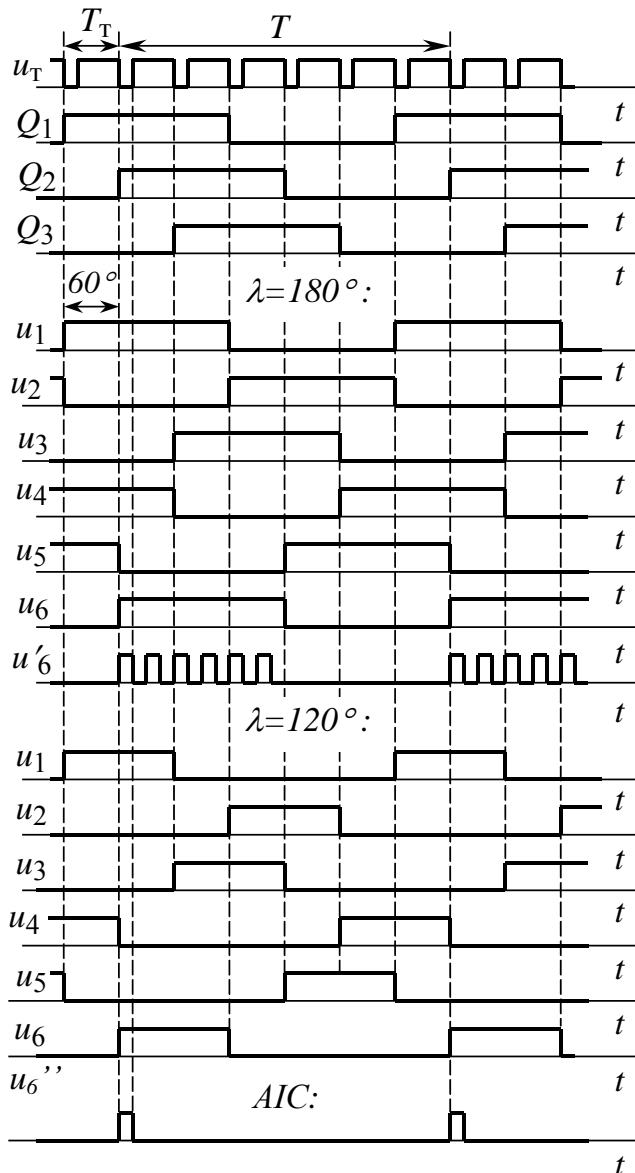


Рис. 3.27. Діаграми роботи кільцевого розподільника та розподільників імпульсів

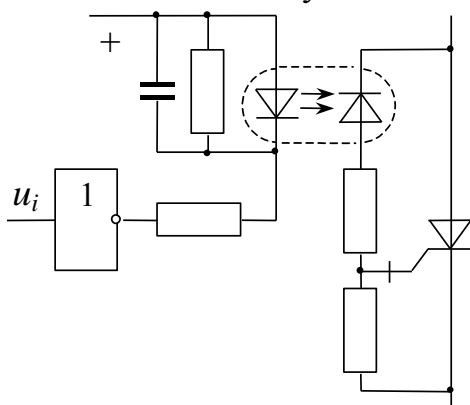


Рис. 3.29. Вихідний каскад з оптронною розв'язкою

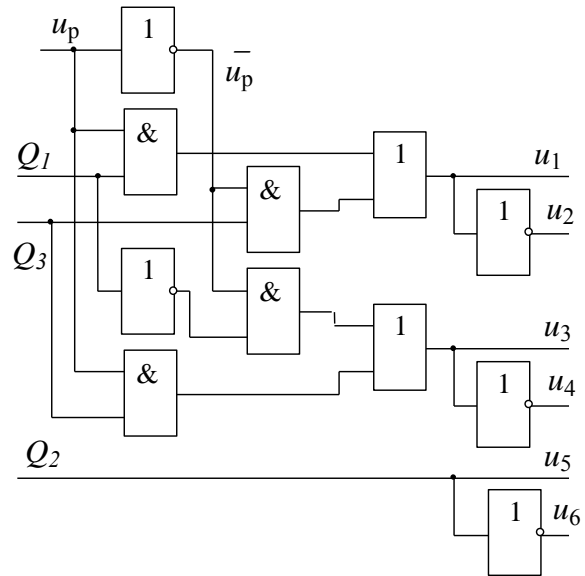


Рис. 3.28. Схема розподільника імпульсів ($\lambda=180^\circ$)

$$u_1 = Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \bar{u}_T u_p + Q_1 Q_2 Q_3 \bar{u}_T \bar{u}_p;$$

$$u_2 = \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \bar{u}_T u_p + \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \bar{u}_T \bar{u}_p;$$

$$u_3 = Q_1 Q_2 Q_3 \bar{u}_T u_p + Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \bar{u}_T \bar{u}_p;$$

$$u_4 = \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \bar{u}_T u_p + \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \bar{u}_T \bar{u}_p;$$

$$u_5 = \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3 \bar{u}_T;$$

$$u_6 = Q_1 Q_2 Q_3 \bar{u}_T.$$

Керуючі імпульси в цьому випадку матимуть вигляд, подібний до імпульсів u_6'' у нижній частині рис. 3.27.

Вихідні каскади з трансформаторною розв'язкою (подібні до таких у СІФК керованих випрямлячів) використовуються при керуванні вузькими імпульсами або імпульсами з частотним заповненням. Передати широкі імпульси вони не здатні і тому в цьому випадку використовують оптронні розв'язки (рис. 3.29). Для оптронних розв'язок характерні висока стійкість до перешкод, мала ємність зв'язку (близько 10^{-24} Ф, дуже великий опір ізоляції (до 10^{14} Ом), відсутність зворотної реакції на джерело сигналу, широка смуга пропускання (до одиниць МГц).

3.8. Автономні інвертори напруги з широтно-імпульсним регулюванням

Амплітудна модуляція вихідної напруги АІН передбачає використання керованого джерела живлення АІН. У разі живлення від мережі змінного струму це потребує використання керованого випрямляча. Якщо ж у наявності лише нерегульоване джерело постійного струму (контактна мережа або акумулятор), потрібен переривник на вході АІН. В обох випадках зростає кількість керованих ключів та здорожується перетворювач.

Широтно-імпульсне регулювання (ШІР) вихідної напруги АІН здійснюється не за допомогою зміни вхідної напруги, а шляхом зміни тривалості відкритого стану ключів інвертора. Останній, таким чином, виконує дві функції: зміну частоти та рівня вихідної напруги, а джерело його живлення може бути некерованим.

А) Однофазний мостовий інвертор із ШІР

Розглянемо принцип ШІР спочатку на прикладі однофазної мостової схеми (рис.3.2). Найпростішим способом регулювання є зсув керуючих імпульсів одного плеча моста відносно іншого (рис. 3.30). Як і раніше (рис. 3.3, 3.4) ключі отримують керуючі імпульси протягом половини періоду T . Проте завдяки їх зсуву на кут δ після закривання одного з тиристорів відкривається діод із того самого плеча, а до навантаження прикладається нульова напруга. Змінюючи тривалість інтервалу δ , можна змінювати середнє і діюче значення вихідної напруги:

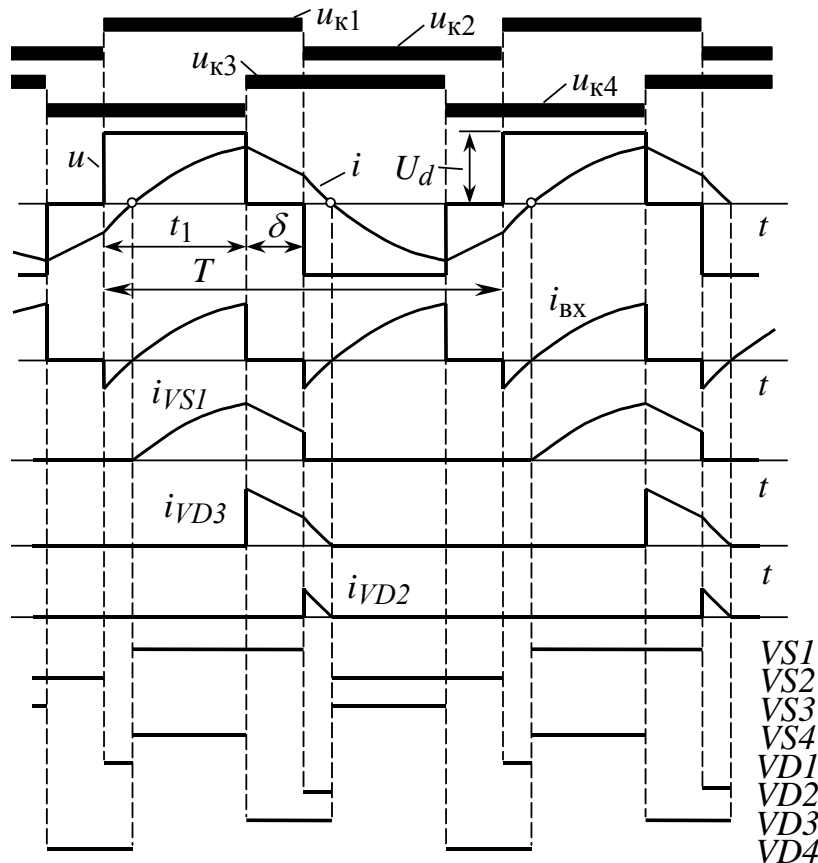


Рис. 3.30. Широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги однофазного мостового АІН зі зсувом керуючих імпульсів

$$U_{cp} = U_d(1 - \delta/\pi) = U_d\gamma;$$

$$U = U_d\sqrt{1 - \delta/\pi} = U_d\sqrt{\gamma},$$

де $\gamma = \frac{2t_1}{T} = 1 - \frac{\delta}{\pi}$ – шпаруватість вихідної напруги.

Амплітуда k -ої гармоніки

$$U_{m(k)} = \frac{4U_d}{k\pi} \cos \frac{k\delta}{2}.$$

Коефіцієнт викривлень напруги

$$v_U = \frac{U_{(1)}}{U} = \frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}U} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1 - \delta/\pi}} \cos \frac{\delta}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\gamma}} \cos \frac{\pi(1 - \gamma)}{2}.$$

На рис. 3.31 зображені залежності діючої вихідної напруги АІН та амплітуд гармонік вихідної напруги (як часток від U_d) від кута зсуву δ . Як видно, завдяки зміні δ є можливість не тільки зменшення, а цілковитого виключення певних гармонік. Так, за $\delta = 60^\circ$ відсутня найбільша з гармонік – третя, а також усі гармоніки з номерами $3+6n$. При $\delta \approx 46^\circ$ можна отримати мінімальне значення коефіцієнту гармонік ($k_{rU_{min}} = 0,29$), тобто забезпечити найкращу з можливих за даного способу керування форму вихідної напруги. Глибоке регулювання напруги за таким способом недоцільне, оскільки зі зменшенням шпаруватості зростає відносний внесок вищих гармонік і значно погіршується форма напруги.

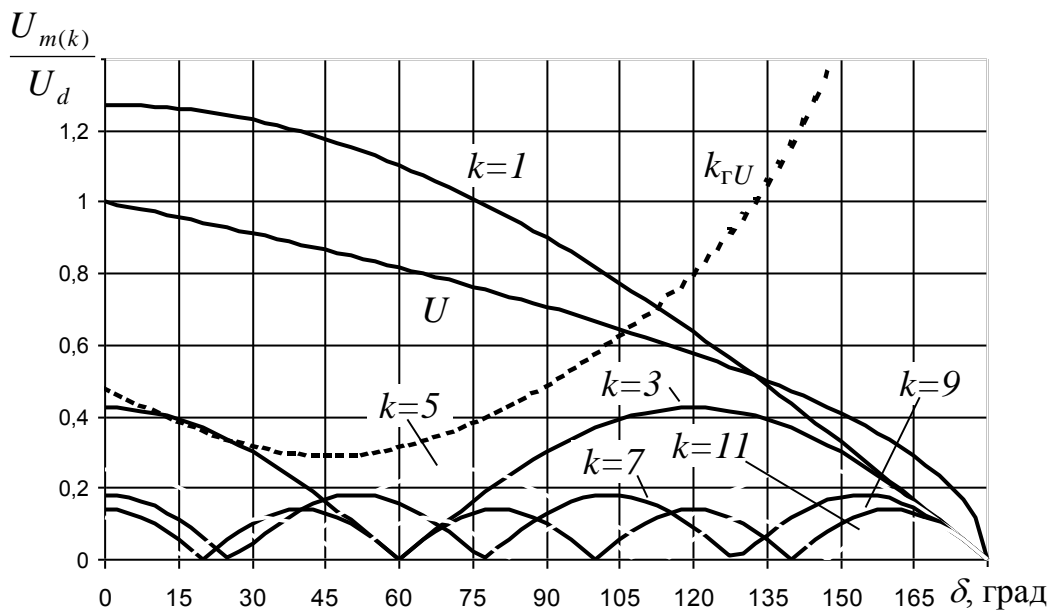


Рис. 3.31. Діюча напруга (U), амплітуди гармонік напруги та коефіцієнт гармонік k_r як функції зсуву δ

Подібний спосіб регулювання вихідної напруги АІН іноді називають однократною широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), або ШІМ на основній частоті, оскільки для регулювання не потрібно збільшення частоти перемикання ключів.

Ще один варіант регулювання напруги наведений на рис. 3.32.

У середині інтервалу провідності кожної з діагоналей моста один із ключів на певний час t_0 закривається, а замість нього керуючі імпульси подаються до іншого ключа з того ж самого плеча. Струм навантаження після цього замикається повз джерело живлення, а до навантаження прикладається нульова напруга. Діюче значення вихідної напруги визначається так само, як і для попереднього способу, проте гармонійний склад напруги буде іншим. Кількість пауз t_0 може бути збільшена. Розміщуючи їх певним чином вздовж півперіоду вихідної напруги, можна оптимізувати її форму, зменшивши внесок окремих гармонік. За своїми регулювальними властивостями подібні алгоритми можуть дещо перевищувати розглянутий на рис. 3.30, проте

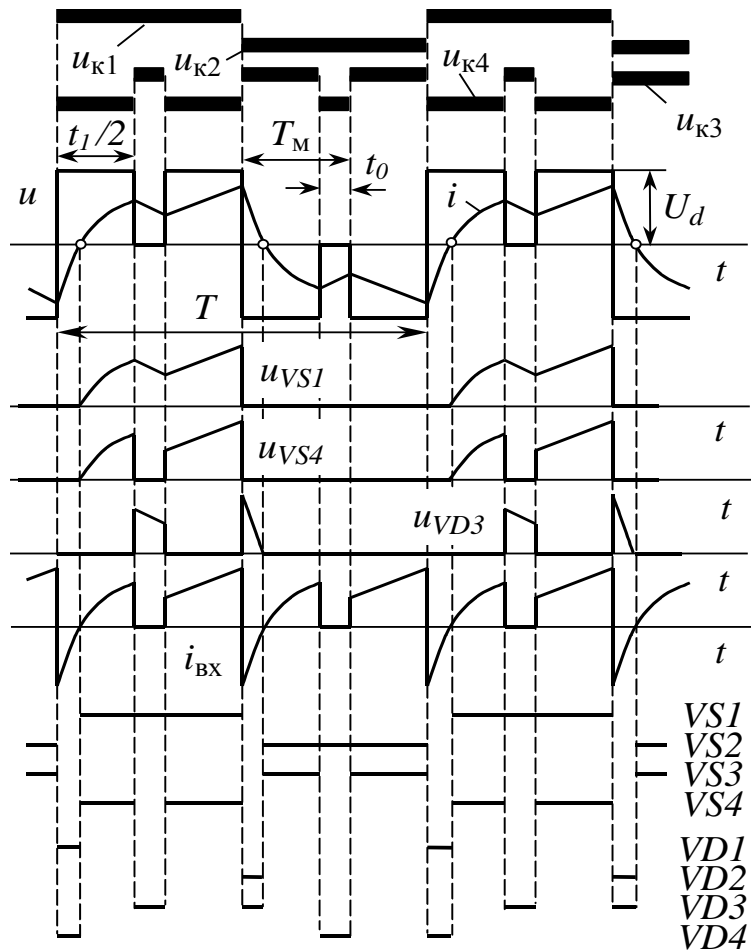


Рис. 3.32. Широтно-імпульсне регулювання напруги однофазного мостового АІН з однією додатковою комутацією

потребують збільшення частоти комутації ключів. Період модуляції вихідної напруги в інверторах із ШІР менший за період її зміни (на рис. 3.32 – вчетверо).

Однофазні інвертори з ШІР використовують в імпульсних джерелах живлення змінного струму, а також у джерелах постійного струму з проміжною ланкою змінного струму.

Б) Трифазний мостовий інвертор із ШІР

Аналогією однофазного алгоритму рис. 3.30 для трифазного АІН (рис. 3.8) є алгоритм, згідно з яким змінюється тривалість λ подачі імпульсів до усіх ключів зі збереженням їхнього фазового зсуву. Фактично алгоритми з $\lambda = 120^\circ$ та $\lambda = 180^\circ$, розглянуті в п. 3.4, є окремими реалізаціями такого узагальненого алгоритму ШІР. Проте алгоритми з $\lambda < 180^\circ$ широкого застосування не знайшли, оскільки форма вихідної напруги в них суттєво залежить від характеру навантаження (це особливо важливо при їх використанні в електроприводі, де рівень навантаження та його $\cos \varphi$ змінюються в широких межах). Тому розглянуті нижче алгоритми базуються на алгоритмі з тривалістю провідного стану $\lambda = 180^\circ$.

Існує велика кількість алгоритмів ШПР [7] трифазних інверторів, які відрізняються частотою та порядком перемикання ключів. Один із найпростіших зображений на рис. 3.33.

Протягом кожного півперіоду вихідної напруги кожний із тиристорів вимикається тричі таким чином, що тривалість його відкритого стану дорівнює 3α , а закритого – 3β (рис. 3.33). Підінтервали закритого стану розподілені

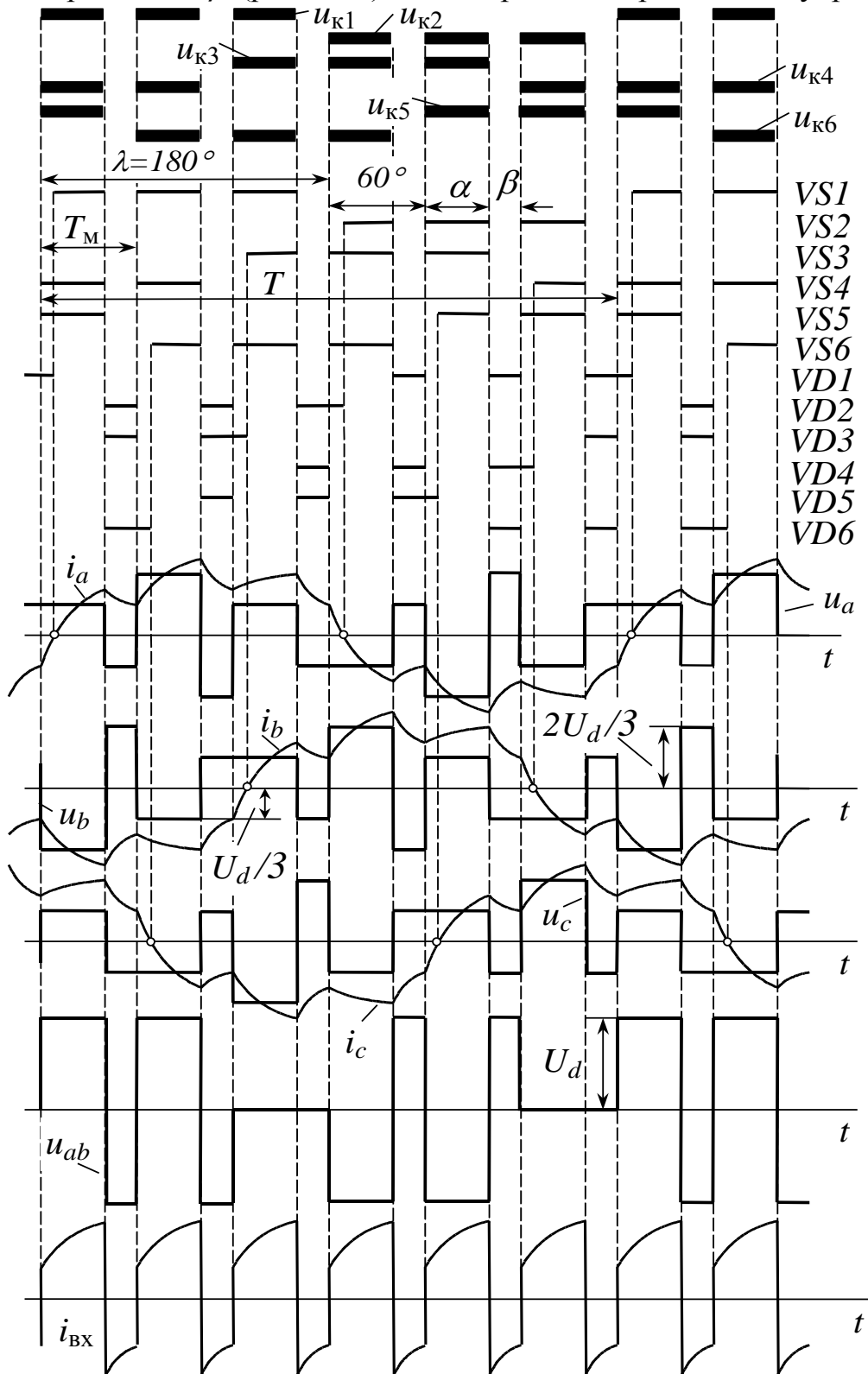


Рис. 3.33. ШПР трифазного АІН із трикратним перемиканням ключів протягом $\lambda=180^\circ$

на інтервалі λ рівномірно. Після закривання тиристорів фазні струми не можуть змінити напрямок унаслідок активно-індуктивного характеру навантаження. Тому під впливом ЕРС самоіндукції відкриваються зворотні діоди. Ними частина енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, повертається до фільтра в колі постійного струму, а до навантаження прикладається напруга протилежного знаку. Вхідний струм АІН також короткочасно змінює знак. Таким чином регулювання напруги здійснюється шляхом двополярної модуляції.

На рис. 3.34,а, б зображені схеми з'єднання джерела живлення з навантаженням до та одразу після вимикання тиристорів $VS1$, $VS4$ та $VS6$.

Змінюючи співвідношення між тривалостями α та β (тобто шпаруватість роботи ключів), регулюють середнє значення вихідної напруги. Коли $\alpha = \beta$, середні значення вихідної напруги та вхідного струму дорівнюють нулю і передача енергії через АІН припиняється.

Регулювання вихідної частоти здійснюється так само, як і в АІН із амплітудною модуляцією: шляхом зміни частоти перемикавання ключів без зміни порядку цього перемикавання.

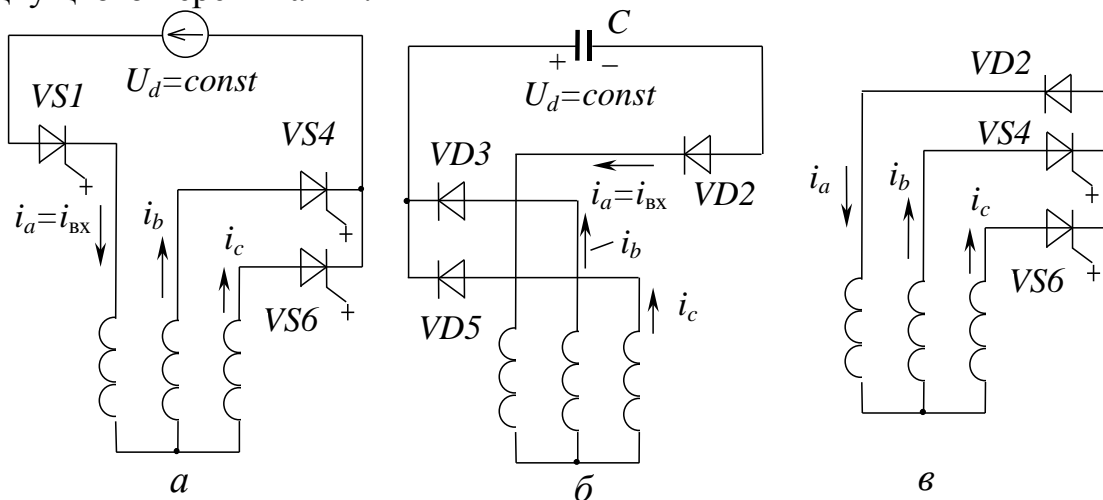


Рис. 3.34. Шляхи протікання струмів на інтервалах α та β .

Унаслідок періодичної зміни знаку миттєвої вихідної напруги збільшуються коливання вихідного струму. Коли амплітуда вихідного струму невелика або тривалість пауз β наближається до α , миттєве значення струму за відкритих діодів може впасти до нуля. Виникає режим переривистих струмів. Наслідок цього – підвищені коливання моменту двигуна, викривлення форми та обмеження можливого діапазону регулювання вихідної напруги.

Щоб запобігти зміні полярності напруги на інтервалі β , слід вимикати не всі три тиристори, а лише один – той, фаза якого не ввімкнена паралельно з іншою (для схеми рис. 3.34,а це $VS1$). Після цього виникає ситуація, зображена на рис. 3.34,в: усі фази підключені до одного полюсу джерела живлення, а всі фазні напруги дорівнюють нулю. Крім того, для унеможливлення безструмових пауз на інтервалі β замість щойно закритого ключа відкривається ключ із тієї ж самої фази. Часові діаграми для алгоритму з однією додатковою комутацією на інтервалі провідності кожного ключа зображені на рис. 3.35. Як видно, модуляція напруги – однополярна. Оскільки додаткова комутація відбувається 6 разів за період, фазна напруга обнуляється також 6 разів, тобто кратність модуляції фазної напруги $K_{\text{фн}} = f_{\text{м}} / f_{\text{вих}} = T / T_{\text{м}} = 6$.

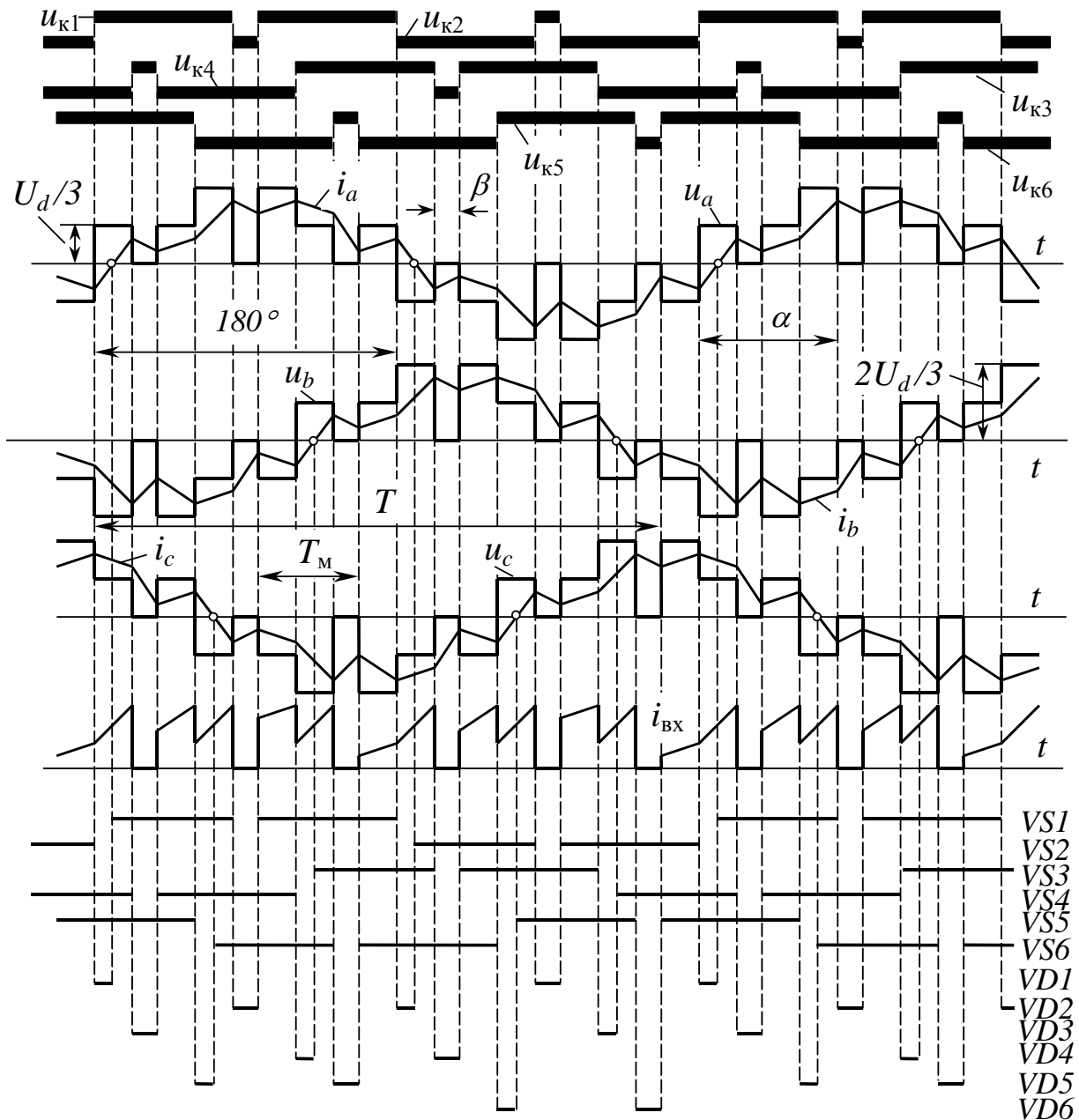


Рис. 3.35. ШПР трифазного АІН із шестикратною модуляцією напруги

Зі збільшенням паузи β перша гармоніка вихідної напруги лінійно зменшується (рис. 3.36). На жаль, при цьому зростають амплітуди багатьох вищих гармонік, які у нижній частині діапазону регулювання (права частина рис. 3.36) сягають амплітуди першої гармоніки. Слід врахувати, що за використання АІН у частотно-керованому електроприво-

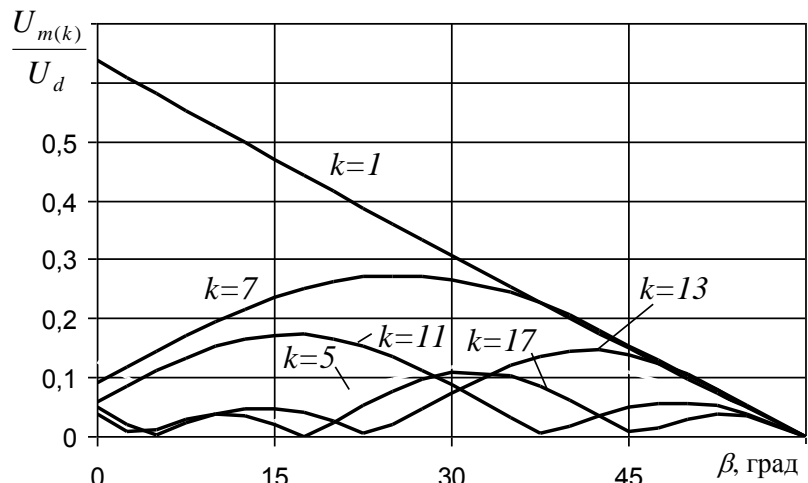


Рис. 3.36. Амплітуди гармонік напруги трифазного АІН із ШПР (алгоритм рис. 3.35)

ді зменшення напруги завжди супроводжується приблизно пропорційним зменшенням вихідної частоти. Тому амплітуди вищих гармонік зростають одночасно зі зменшенням їх частоти. Результат – значне погіршення форми вихідного струму та збільшення коливань моменту.

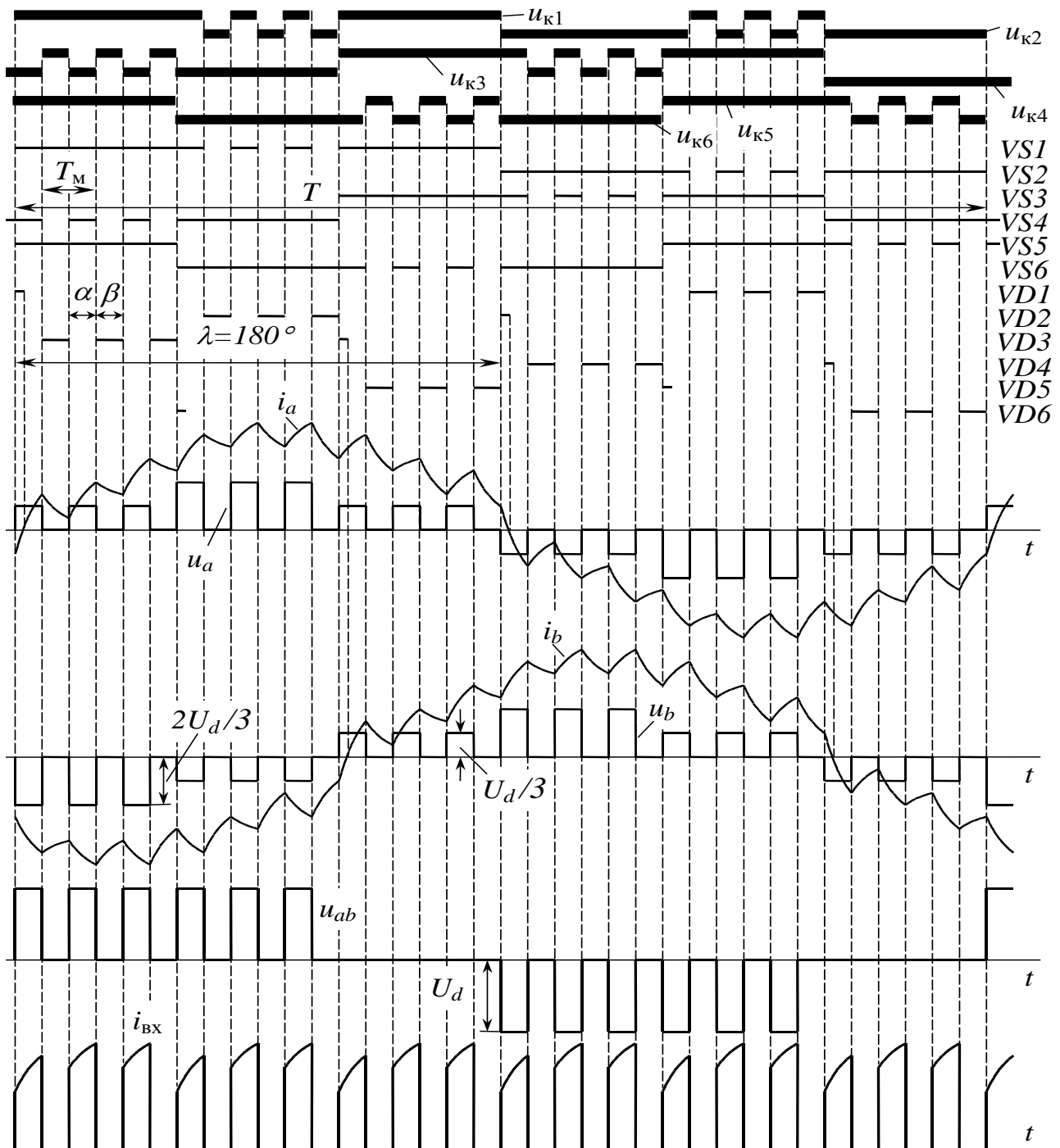


Рис. 3.37. Алгоритм ШПР із $K_{\text{фн}} = 18$

Якщо збільшити кількість інтервалів β (як на рис. 3.37, де їх три), можна дещо покращити форму струму, хоча й не радикально та ціною підвищення частоти перемикань ключів.

Переваги ШПР порівняно з амплітудною модуляцією:

- можливість живлення АІН від джерела незмінної напруги (у т.ч. групового живлення кількох АІН);
- незалежність напруги на комутуючих конденсаторах від вихідної частоти внаслідок незмінності живильної напруги та обумовлена цим стабільність процесу штучної комутації одноопераційних тиристорів;
- згладжувальний дросель у ланці постійного струму не потрібен унаслідок малих коливань випрямленого струму;
- ємність конденсатора фільтра набагато менша.

Недоліки:

- погіршення форми вихідного струму зі зниженням вихідної напруги;
- більші пульсації моменту двигуна;
- більші струми в момент закривання ключа;
- підвищені втрати в ключах унаслідок вищої частоти їх перемикавання;
- обмежений діапазон регулювання вихідної напруги;
- за деяких співвідношень вихідної частоти та частоти перемикавання ключів можлива поява постійної складової вихідної напруги або інфранизькочастотних її коливань [22].

Сфера застосування АІН із ШІР обмежується досить потужними електроприводами з неглибоким регулюванням швидкості та невисокою швидкодією. Так, вони використовуються на електричному транспорті для частотного пуску та регулювання швидкості асинхронних тягових двигунів (у разі живлення електропривода від контактної мережі постійного струму). При цьому кількість перемикань ключів на інтервалі провідності може автоматично збільшуватись зі зменшенням вихідної частоти з метою поліпшення форми вихідного струму.

3.9. Автономні інвертори напруги з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією ♦

Автономні інвертори з широтно-імпульсною модуляцією є найбільш досконалим та перспективним різновидом перетворювачів енергії для багатьох застосувань, особливо для потреб електропривода. В АІН із ШІМ частота перемикавання ключів набагато більша за частоту вихідної напруги. Завдяки цьому виникає можливість шляхом плавної зміни шпаруватості протягом періоду вихідної напруги не тільки регулювати рівень цієї напруги, а й забезпечити практично синусоїдальну форму вихідного струму. Саме змінний характер шпаруватості і відрізняє цей спосіб керування від ШІР.

А) Однофазний АІН із ШІМ

Принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) розглянемо спочатку на прикладі однофазного АІН (рис. 3.2). Найбільш простим способом керування зазначеними інверторами є вертикальний, подібний до того, що використовують при керуванні випрямлячами та переривниками. Спрощена схема системи симетричного керування однофазним АІН із двополярною ШІМ зображена на рис. 3.38,а (ГОН – генератор опорної напруги, НО – нуль-орган, Д – драйвери). Вона ідентична системі керування мостовим переривником (рис. 2.23) і відрізі-

няється лише формою напруги керування. Принцип її дії базується на порівнянні трикутної опорної напруги $u_{оп}$ із синусоїдальною напругою керування u_k . Кожного разу після перетину напругою керування низхідної ділянки опорної напруги вихідна напруга інвертора збільшується, висхідної – зменшується. Дослідженнями [22] встановлено, що за трикутної (симетричної) опорної напруги гармонічний склад вихідної напруги кращий, ніж із використанням пилкоподібної (несиметричної).

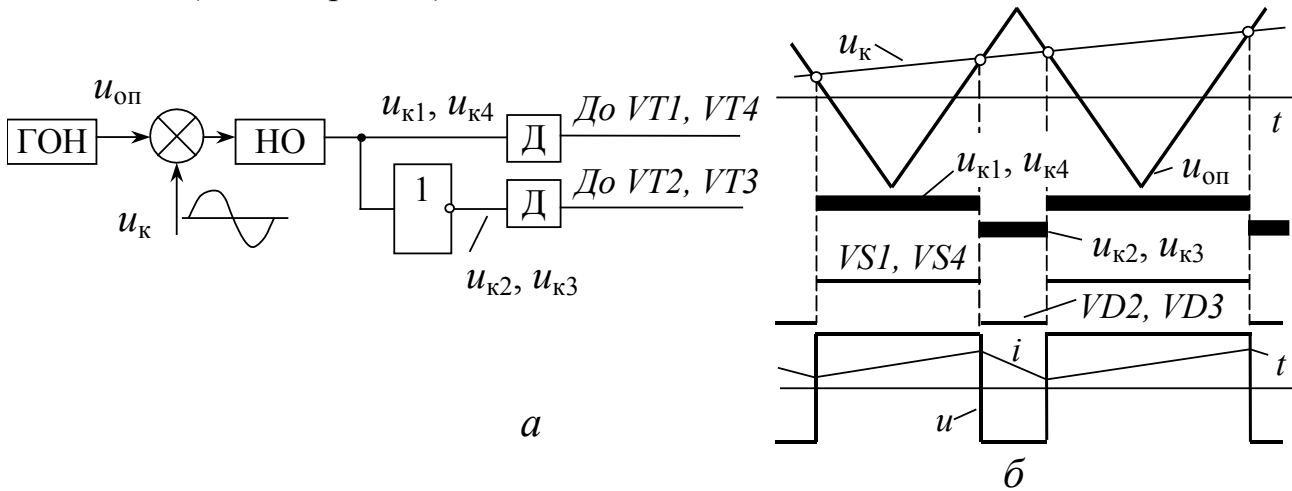


Рис. 3.38. Система керування однофазним АІН із двополярною ШІМ

На рис. 3.39 наведені діаграми напруг і струмів у інверторі з ШІМ. Як видно, миттєва вихідна напруга змінюється з частотою модуляції, набагато більшою за частоту вихідного струму. Середня за період модуляції T_m вихідна напруга $U_{(1)}$ (тобто перша гармоніка вихідної напруги) завдяки синусоїдальній зміні шпаруватості змінюється також синусоїдально. Середній за період модуляції вхідний струм позитивний, що означає споживання інвертором енергії з ланки постійного струму.

Для зміни амплітуди та частоти вихідної напруги змінюють амплітуду та частоту напруги керування u_k . Оскільки ключі інвертора виконують обидві функції: регулювання і рівня напруги, і її частоти, випрямляч може бути некеруваним.

Оскільки шпаруватість змінюється за синусоїдальним законом, а частота перемикачів не залежить від частоти струму і визначається лише системою керування, такий спосіб керування називають синусоїдальною ШІМ на несучій частоті (на відміну від ШІМ на основній частоті, див. п. 3.8).

Зі збільшенням частоти модуляції форма вихідного струму також наближається до синусоїди. У сучасних АІН на *IGBT*-транзисторах ця частота лежить у межах від 2 до 20...30 кГц, що забезпечує практично ідеальну форму струму. Його фазовий зсув відносно напруги визначається співвідношенням активного та індуктивного опорів навантаження, а також величиною і фазою проти-ЕРС (якщо вона є). Миттєвий струм $i_{вх}$ на вході інвертора з двополярною модуляцією внаслідок почергового перемикачів діагоналей моста завжди має знакозмінний характер. На кожному з міжкомутаційних інтервалів цей струм дорівнює миттєвому вихідному струмові, однак із різним знаком залежно від

того, яка з діагоналей моста працює. Знак вхідного струму (як миттєвого, так і середнього) несе інформацію про напрям передачі енергії між джерелом U_d та навантаженням АІН. Якщо у складі навантаження є джерело проти-ЕРС, яке за фазою випереджує середню вихідну напругу U , вихідний струм зсунутий відносно напруги на кут $\varphi_H > 90^\circ$, знаки миттєвих вихідних напруги та струму АІН переважно протилежні, інвертор рекуперує енергію до ланки постійного струму, причому знак середнього вхідного струму змінюється.

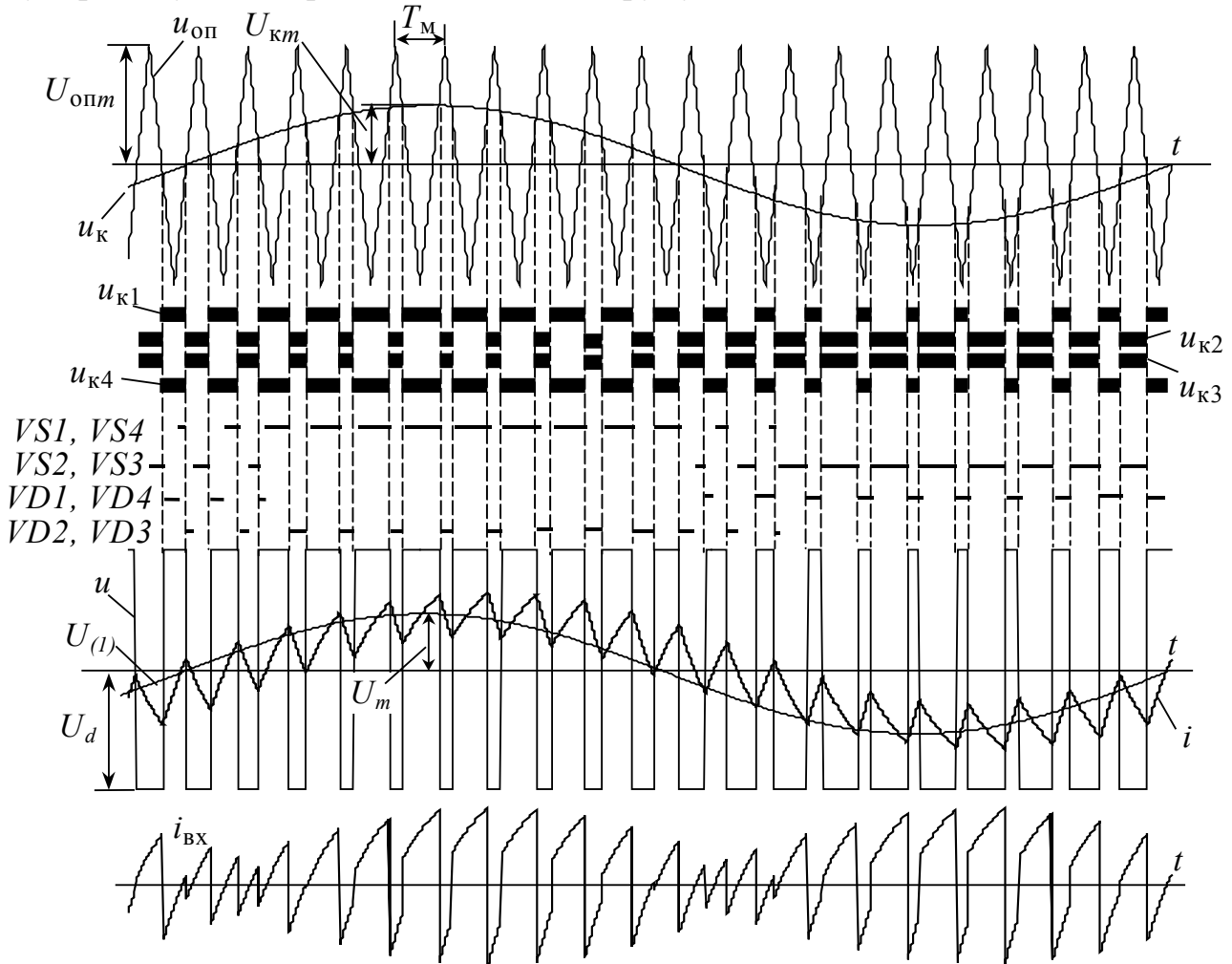


Рис. 3.39. Часові діаграми однофазного АІН із двополярною ШІМ

Співвідношення амплітуд керуючої та опорної напруги називають коефіцієнтом (індексом або глибиною) модуляції

$$\mu = \frac{U_{km}}{U_{опm}}. \quad (3.5)$$

Одночасно цей коефіцієнт відображає відношення амплітуди середньої за період модуляції напруги U_m до її максимально можливого значення

$$\mu = \frac{U_{m(1)}}{U_{mm}}. \quad (3.6)$$

(для однофазного мостового АІН $U_{mm} = U_d$). Чим ближчий μ до одиниці, тим більшої вихідної напруги можна досягнути і тим повнішим буде використання інвертора за напругою. Однак, оскільки вентилю потрібен певний час для за-

кривання (t_{off}) та поновлення своїх запірних властивостей (t_{gq}), завжди повинна бути пауза між моментом його вимикання та наступним вмиканням. Тому завжди $\mu < 1$. Максимально можлива глибина модуляції $\mu_m \approx 1 - (t_{off} + t_{gq})f_m$. Найменші тривалості t_{off} і t_{gq} , а тому найбільші допустимі глибину модуляції та частоту комутації мають силові транзисторні ключі (табл. 1.1). Зі збільшенням частоти модуляції діапазон регулювання напруги звужується.

Коефіцієнт використання силової схеми за напругою для однофазного АІН

$$k_{BH} = \frac{U_{mm}}{U_d} = 1.$$

Для запобігання короткого замикання, як і при керуванні мостовими переривниками постійного струму (рис. 2.23), використовують зміщення опорних напруг протилежних діагоналей (на рис. 3.38 не показано).

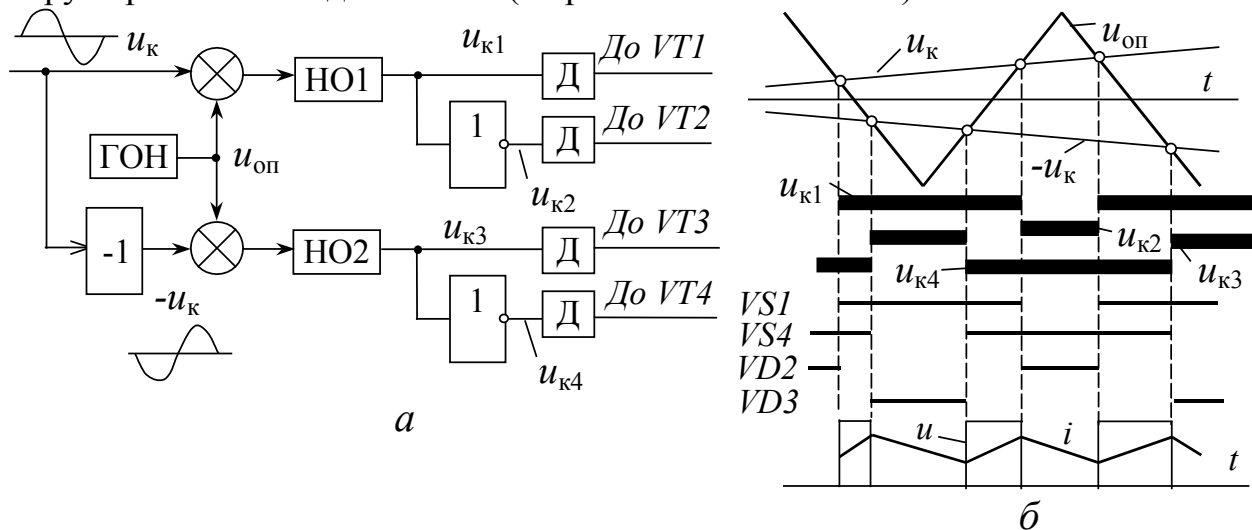


Рис. 3.40. Система керування однофазним АІН з однополярною ШІМ

Спрощена схема системи керування однофазним АІН з однополярною ШІМ зображена на рис. 3.40,а. У ній використано почерговий закон комутації ключів (п. 2.6). Для нього характерний зсув діаграм роботи фаз (плечей) моста на півперіод модуляції, що забезпечує почергове підключення навантаження до джерела U_d через одну з діагоналей моста або його замикання накоротко через транзистор та діод (див. рис. 3.40,б та 3.41). Внаслідок цього миттєва вихідна напруга протягом півперіоду свою полярність не змінює (на відміну від АІН із симетричним законом керування). Вхідний струм змінює знак лише тоді, коли не збігаються знаки миттєвих вихідних струму та напруги. Перевагою почергового закону є вдвічі більша частота комутації вихідної напруги за тієї ж частоти перемикання ключів та обумовлена цим краща форма вихідного струму. Потрібна ємність конденсатора також менша, оскільки струм навантаження минає його протягом значної частини періоду.

Б) Трифазні АІН із ШІМ

Найбільшого застосування знайшли трифазні АІН із ШІМ. Принцип керування ними такий самий, як і однофазними. Якщо для керування трифазним

АІН також використовують симетричний закон комутації, система керування такого інвертора складається з трьох однакових каналів (подібних до зображеного на рис. 3.38), кожний з яких керує своєю фазою АІН. Єдиною відмінністю є те, що синусоїдальні напруги керування окремих каналів зсунуті в часі на 120° одна від одної.

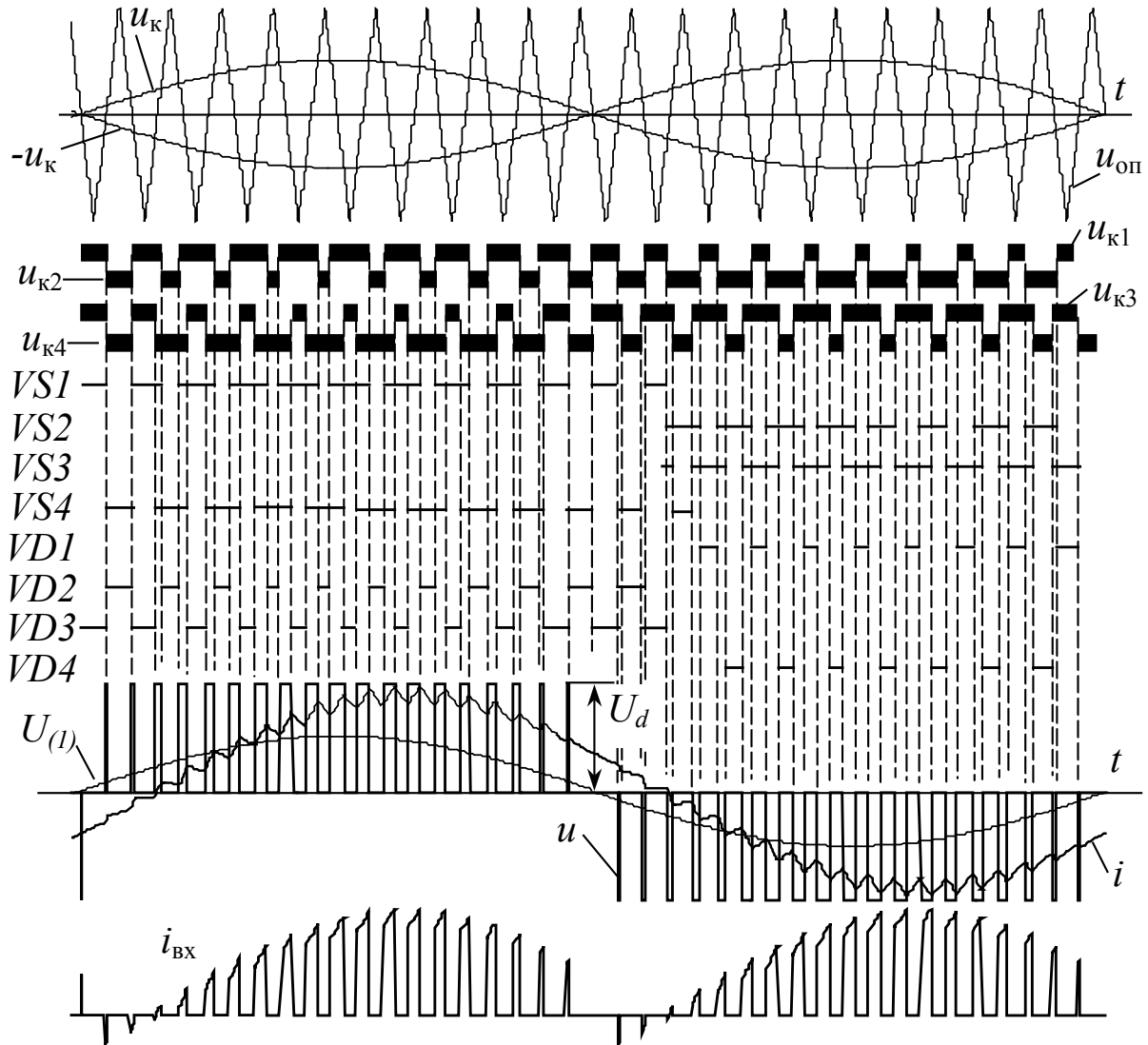


Рис. 3.41. Часові діаграми однофазного АІН з однополярною ШІМ

Окрім схем, зображених на рис. 3.10, за синусоїдальної ШІМ можливе також з'єднання через відкриті вентиля всіх трьох фаз між собою. До навантаження при цьому прикладена нульова напруга, а фазні струми протікають, минаючи ланку постійного струму. Подібні ситуації виникають, коли закривається ключ, ввімкнений послідовно з двома іншими (наприклад, $VS1$ на інтервалі II , див. рис. 3.10), або обидва інші. Приклади таких з'єднань зображені на рис. 3.42.

Унаслідок цього форма вихідної напруги трифазного АІН із синусоїдальною ШІМ складніша, ніж однофазного (рис. 3.43). Коли фаза ввімкнена паралельно з іншою, миттєва напруга на ній дорівнює $U_d/3$, при послідовному з'єднанні з двома іншими – $\frac{2}{3}U_d$, а якщо всі три фази підключені лише до од-

ного полюсу джерела живлення (як на рис. 3.42) – нулю. За амплітудної ж модуляції (див. п. 3.4) нульовий стан не використовується.

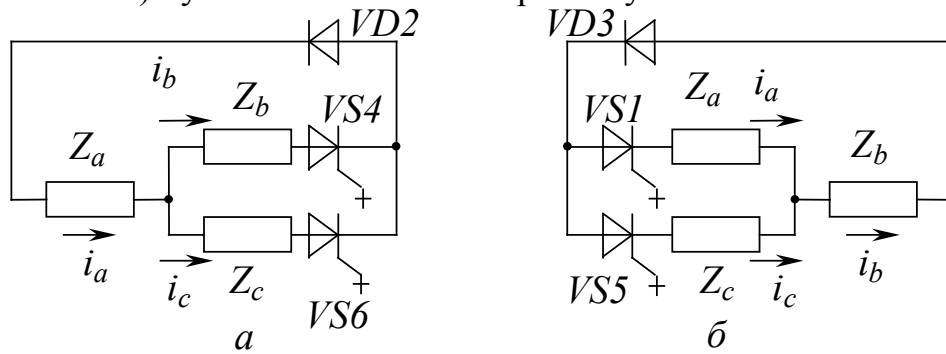


Рис. 3.42. З'єднання фаз АІН із нульовою вихідною напругою

Миттєвий вхідний струм інвертора на кожному з міжкомутаційних інтервалів дорівнює струму тієї фази навантаження, котра не має паралельно ввімкнених фаз, а її напруга дорівнює $\pm(2/3)U_d$. Тому обвідними вхідного струму завжди є криві струмів відповідних фаз навантаження. Паузи у струмі i_{BX} спостерігаються, коли три фази навантаження одночасно підключені до одного полюсу джерела. Якщо навантаження переважно індуктивне і вихідний струм АІН запізнюється відносно середньої вихідної напруги на кут $\varphi_H = \arctg(\omega L/R) > 30^\circ$, миттєвий вхідний струм знакозмінний, як на рис. 3.43.

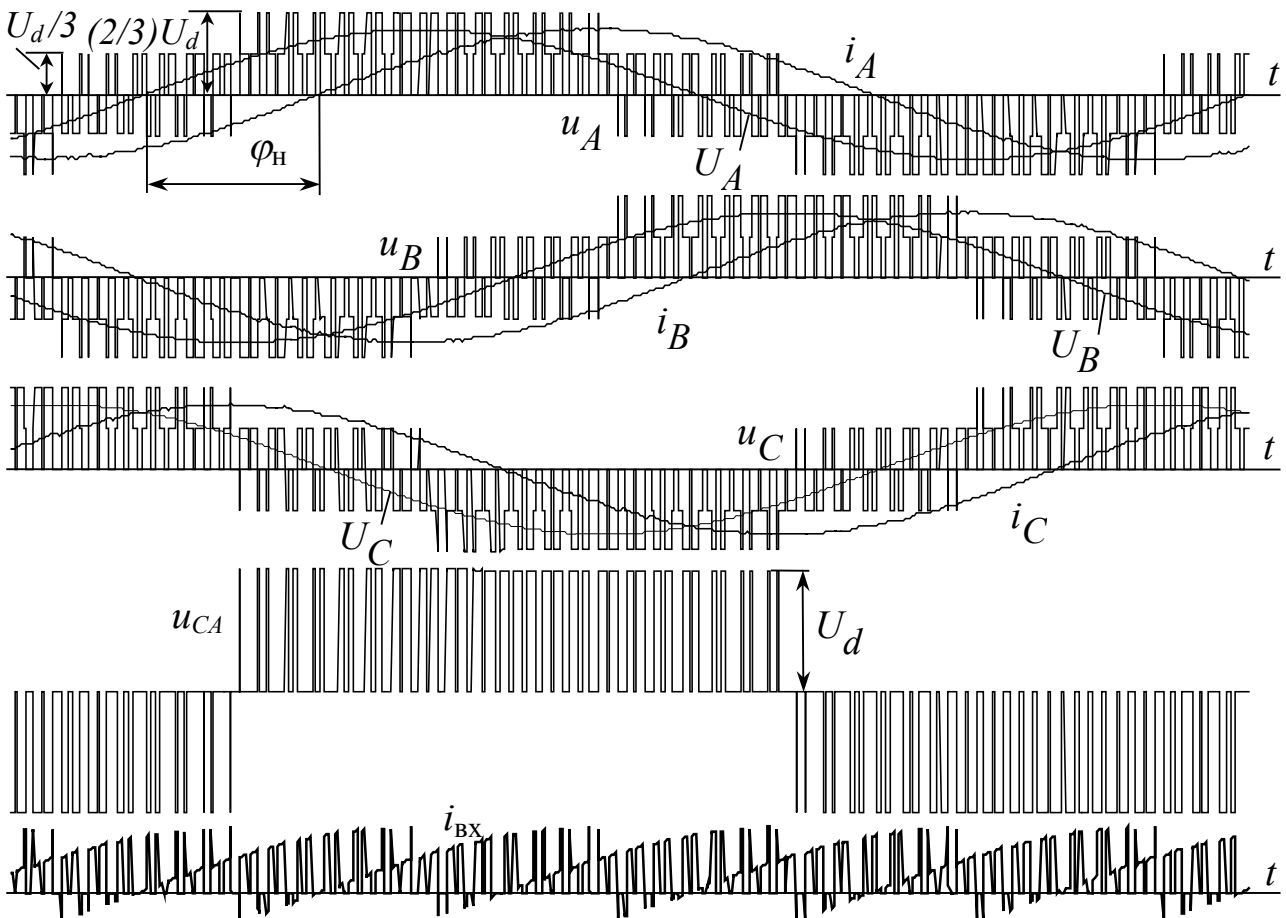


Рис. 3.43. Часові діаграми трифазного АІН із RL -навантаженням ($\varphi > 30^\circ$)

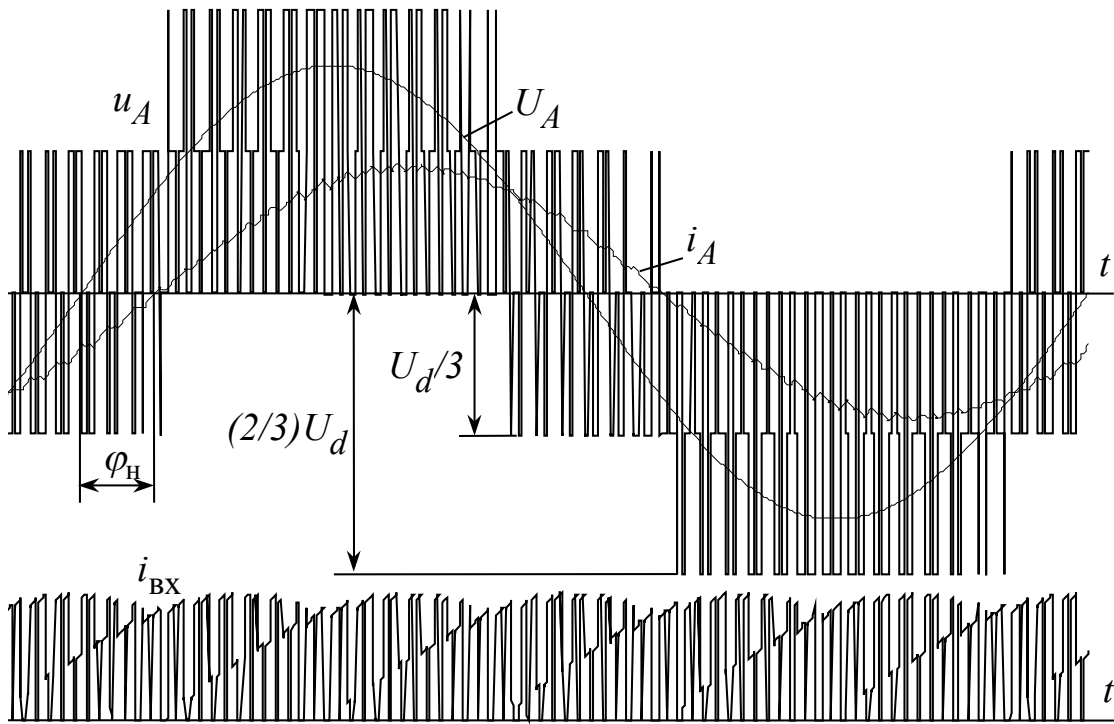


Рис. 3.44. Часові діаграми трифазного АІН із RL -навантаженням ($\varphi_H < 30^\circ$)

Збільшення активного опору навантаження зменшує фазовий зсув вихідного струму, і при $\varphi < 30^\circ$ миттєвий вхідний струм свого знаку не змінює (рис. 3.44). Такого самого ефекту надає поява у складі навантаження проти-ЕРС, яка запізнюється відносно фазної напруги на кут $\theta < 90^\circ$.

Щоб визначити максимально можливу амплітуду фазної напруги трифазного інвертора, розглянемо рис. 3.45. На ньому для коефіцієнту модуляції $\mu = 1$ зображені діаграми роботи ключів протягом періоду модуляції, на якому задана напруга u_{3A} фази A сягає максимуму, а інші дві (u_{3B} та u_{3C}) – його половини.

Шпаруватість фази A на цьому періоді модуляції $\gamma_a = 1$ (ключ VSI не закривається). Щоб забезпечити половинну напругу інших двох фаз, їхні шпаруватості повинні бути $\gamma_c = \gamma_b = 0,25$. У реальних інверторах період модуляції набагато менший періоду вихідного струму. Тому моменти комутації у фазах B та C на рис. 3.45 практично збігаються у часі, а інтервали $t_{2c} = t_{2b}$. Доки відкриті ключі

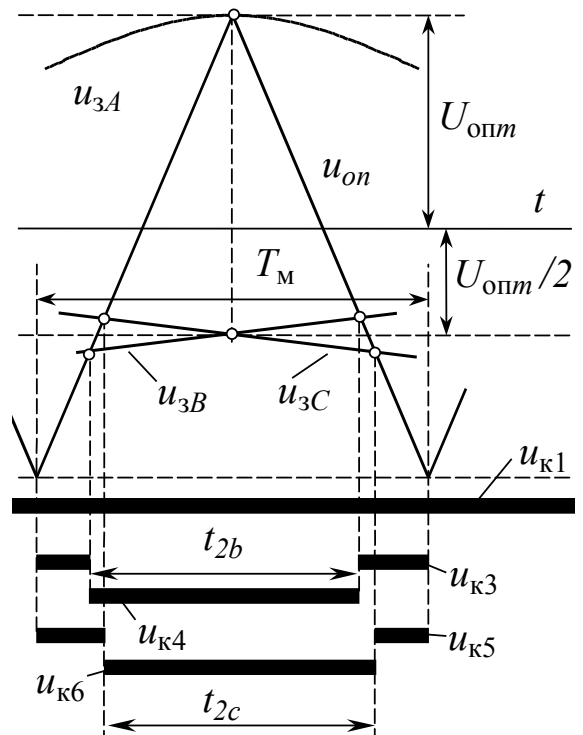


Рис. 3.45. До визначення амплітуди вихідної напруги

$VS1, VS4, VS6$, миттєва вихідна напруга $u_a = \frac{2}{3}U_d$. Після відкриття ключів 3, 5 усі три фази підключені до одного полюса джерела живлення, завдяки чому $u_a = u_b = u_c = 0$. Найбільше значення середньої за період модуляції напруги фази A

$$U_a = U_{mm} = \frac{1}{T_M} \left[\frac{2}{3}U_d t_{2b} + 0 \cdot (T_M - t_{2b}) \right] = (1 - \gamma_b) \frac{2}{3}U_d + \gamma_b \cdot 0 = \frac{U_d}{2}.$$

Як видно, ця напруга внаслідок впливу інших фаз удвічі менша, ніж в однофазному мостовому АІН. Крім того, вона навіть менша від найбільшої напруги тієї ж схеми, але з амплітудною модуляцією (п. 3.4). Це призводить до певного погіршення масогабаритних показників інвертора. Коefіцієнт використання за напругою АІН із вертикальним керуванням

$$k_{\text{вн}} = U_{mm} / U_d = 0,5.$$

Гармонійний склад вихідної напруги АІН із ШІМ визначається формою опорної напруги $u_{\text{оп}}$, кратністю частоти модуляції $\varepsilon = f_m / f$ та коефіцієнтом модуляції. У вихідній напрузі, на відміну від АІН з амплітудною модуляцією, відсутні гармоніки, кратні основній частоті. Присутні лише комбінаційні гармоніки з частотами $f_{(k)} = m f_m \pm n f$ (n – увесь ряд натуральних чисел, не кратних трьом; m – увесь ряд натуральних чисел; крім того, n та m не можуть обидва одночасно бути парними або непарними). Номери гармонік $k = f_{(k)} / f = m \varepsilon \pm n$. На рис. 3.46 за даними [22] подані залежності амплітуд гармонік фазної напруги трифазного інвертора з синусоїдальною ШІМ (опорна напруга – трикутна симетрична, як на рис. 3.41) від μ та номеру гармоніки за умови $\varepsilon > 10$. Лише 6 перших із них мають помітну амплітуду. Зазначимо, що зі збільшенням частоти модуляції зростає ε та кратність усіх вищих гармонік, а форма вихідного струму покращується. Це є суттєвою перевагою ШІМ порівняно з амплітудною модуляцією, де зниження основної частоти супроводжується пропорційним зменшенням частоти вищих гармонік. Залежність коефіцієнту гармонік вихідного струму АІН із ШІМ від частоти модуляції за незмінної частоти першої гармоніки показане на рис. 3.47, а.

Наявність мертвого часу (пп. 2.5, 2.9) спотворює вихідну напругу та струму АІН, вносячи непарні гармоніки, кратні основній частоті, хоча і з амплітудою, меншою від $2U_d \tau / T_M$. Тому і тут доцільна компенсація впливу мертвого часу.

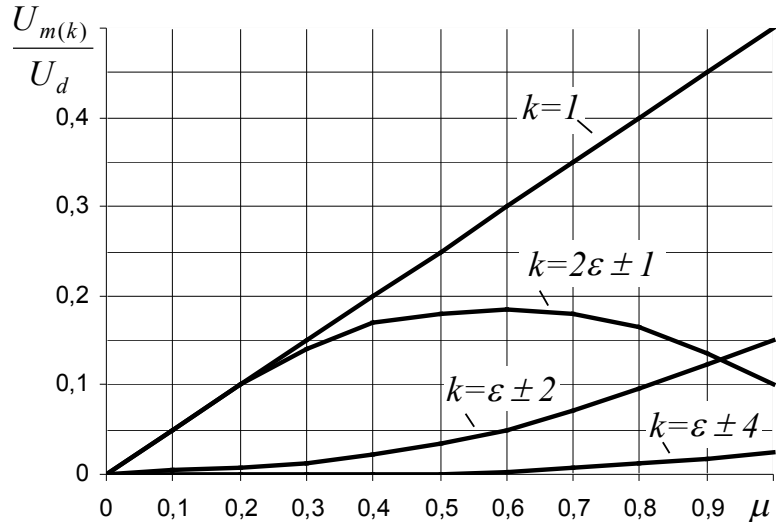


Рис. 3.46. Гармоніки фазної напруги трифазного АІН із ШІМ

Якщо опорна напруга – несиметрична пилкоподібна (як у СІФК випрямлячів), у вихідній напрузі АІН зростає вищих кількість гармонік та їх амплітуда [22]. Унаслідок гіршої форми вихідного струму подібна опорна напруга в системах керування АІН практично не використовується.

Збільшення частоти модуляції в конкретному інверторі має певні межі, оскільки супроводжується збільшенням динамічних втрат у ключах інвертора та звуженням діапазону регулювання напруги. Тому передумовою підвищення f_m є насамперед використання більш досконалих ключів із меншими тривалістю закривання та втратами в процесі перемикань.

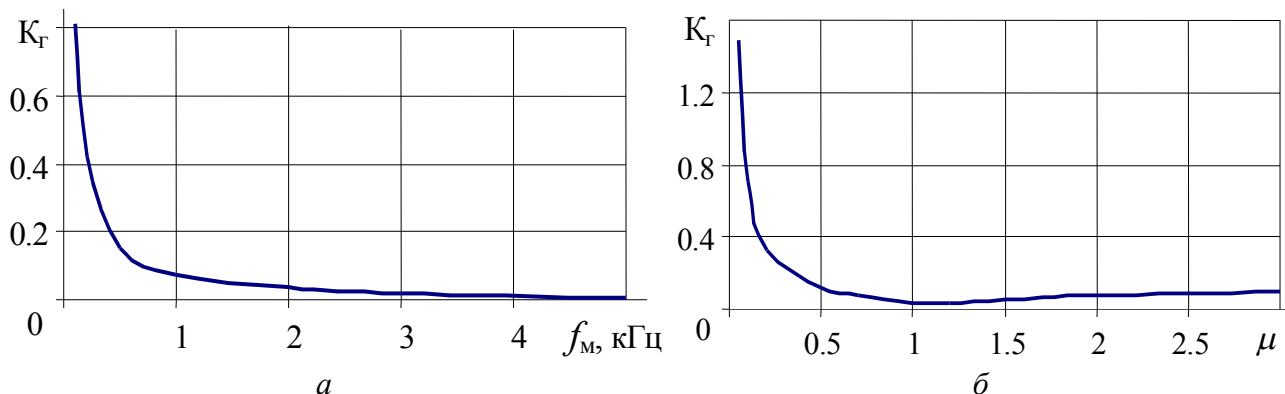


Рис. 3.47. Коефіцієнт гармонік вихідного струму АІН із ШІМ як функція частоти модуляції (а) та коефіцієнту модуляції (б)

Щоб збільшити використання інвертора за напругою, у деяких електроприводах за відсутності жорстких вимог до форми струму на великих швидкостях використовують т.зв. перемодуляцію. Для цього амплітуду синусоїдальної керуючої напруги збільшують понад амплітуду опорної напруги ($U_{км} > U_{опт}$). При цьому навколо максимумів напруги керування перемикання ключів відповідних фаз припиняються. Зі збільшенням амплітуди сигналу керування шпаруватість роботи ключів наближається до 0,5 та відбувається плавний перехід від синусоїдальної ШІМ до амплітудної модуляції з тривалістю відкритого стану $\lambda=180^\circ$ (рис. 3.48).

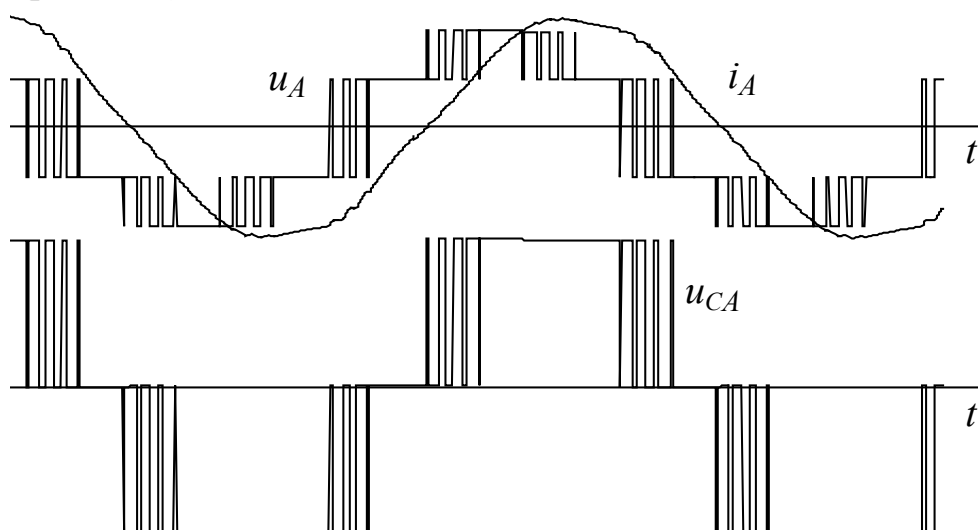


Рис. 3.48. Напруги та струм трифазного АІН при перемодуляції

Дещо зростає перша гармоніка вихідної напруги, хоча й одночасно з третьою (це останнє і призводить до погіршення форми фазного струму, несинусоїдальність якого порівняно з рис. 3.44 помітна на рис. 3.48). Як видно з рис. 3.47,б, коефіцієнт гармонік вихідного струму АІН, сягнувши мінімуму за коефіцієнта модуляції $\mu = 1$, надалі зростає. Приблизно того ж ефекту можна досягти, використавши т.зв. “попередню модуляцію” [43] напруги керування (u_k на рис. 3.39): збільшити амплітуду її першої гармоніки на 15,5% та додати третю гармоніку певної амплітуди

$$u_k / U_{\text{ном}} = 1,155 \sin \omega t + 0,155 \sin 3\omega t.$$

Поряд із перевагами, спільними для ШПР та ШІМ (більш надійний та дешевий некерований випрямляч із вищим коефіцієнтом потужності, можливість групового живлення від нього кількох АІН), для синусоїдальної ШІМ також характерні:

- набагато більша швидкодія (в інверторі з ШІМ інформація про шпаруватість оновлюється на кожному періоді модуляції, а за ШПР, як і за амплітудної модуляції – на кожному періоді вихідного струму);
- набагато краща форма вихідного струму в усьому діапазоні регулювання напруги та частоти (причому зі зменшенням частоти струму внесок вищих гармонік знижується), що забезпечує практично необмежений діапазон регулювання та менші додаткові втрати в двигуні, обумовлені вищими гармоніками струму;
- менша ємність конденсатора ланки постійного струму;
- можливість зниження модуляційного акустичного шуму, який генерується двигуном, шляхом підвищення частоти модуляції за межі чутного діапазону (понад 15...20 кГц).

Є також і недоліки:

- збільшені динамічні втрати в ключах внаслідок більшої частоти їх перемикань. Для обмеження температури ключів на великих частотах (понад 8...16 кГц) знижують допустимий струм навантаження (т.зв. деномінація, див. рис. 3.49);
- генерація високочастотних електромагнітних радіозавад, які можуть порушити роботу засобів зв'язку та систем автоматизації.

Зазначені переваги й обумовили використання інверторів із ШІМ у високоточних, глибокорегульованих та швидкодіючих електроприводах (верстати з ЧПК, промислові роботи, слідкуючі системи тощо), а також високоякісних джерел живлення змінного струму. Розширюється також сфера їх застосування і в електроприводах загальнопромислових механізмів від малої до середньої потужності.

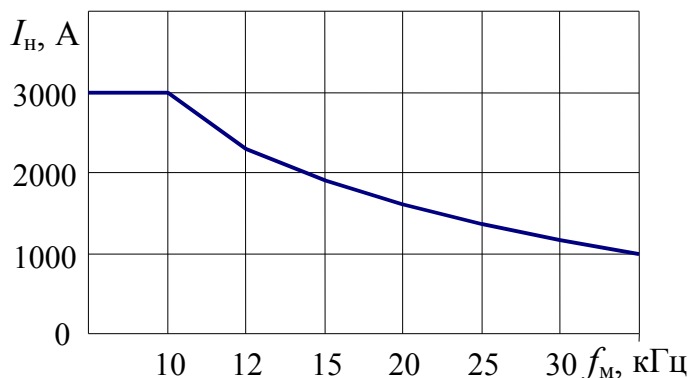


Рис. 3.49. Деномінація IGBT-модуля зі зростанням частоти модуляції

Найбільш поширеним різновидом ключів для АІН із ШІМ є IGBT-транзистори. Одноопераційні тиристори в сучасних інверторах не використовуються, оскільки ані вони самі, ані схеми їх штучної комутації не спроможні працювати за високих частот комутації.

◆ **Приклад 3.5. Гармоніки струму трифазного інвертора з ШІМ**

Трифазний інвертор із синусоїдальною ШІМ живиться від джерела напруги $U_d=400$ В. Вихідна частота $f=50$ Гц. Частота модуляції $f_m=2$ кГц. Розрахувати коефіцієнти гармонік та викривлень струму навантаження для глибини модуляції $\mu=1$ з урахуванням шести вищих гармонік із найбільшими амплітудами для навантаження з прикладу 3.3.

Кратність частоти модуляції

$$\varepsilon = \frac{f_m}{f} = \frac{2 \cdot 10^3}{50} = 40.$$

Амплітуда першої гармоніки напруги

$$U_{m(1)} = \mu \frac{U_d}{2} = 1 \cdot \frac{400}{2} = 200 \text{ В.}$$

Номери вищих гармонік $k=36, 38, 42, 44, 79, 81$.

Їхні амплітуди для $\mu=1$ згідно з рис. 3.46 зведені до табл. 3.2.

Методика розрахунків опорів та струму та ж сама, що й у прикладі 3.3.

Результати розрахунків опорів та гармонік струму наведені у табл. 3.2.

Діюче значення струму за даними табл. 3.2

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{44} I_{m(k)}^2} = 909,78 \text{ А.}$$

Таблиця 3.2

Результати розрахунків до прикладу 3.5

k	1	36	38	79	81	42	44
$U_{m(k)}$	200	10	60	40	40	60	10
$X_{(k)}$	0,0973	3,503	3,697	7,687	7,881	4,087	4,281
$I_{m(k)}$	1286,41	2,85	16,23	5,20	5,075	14,68	2,34

Коефіцієнти викривлень та гармонік струму

$$v_I = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{1286,41}{\sqrt{2} \cdot 909,78} = 0,99984;$$

$$k_{rI} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,99984^2} - 1} = 0,01835. \quad \blacklozenge$$

В) Регульовальні характеристики АІН із ШІМ

Регульовальною характеристикою інвертора з ШІМ є залежність амплітуди першої гармоніки вихідної напруги від амплітуди напруги керування. Ця характеристика є прямою лінією (рис. 3.50), нахил якої залежить від схеми ін-

вектора та амплітуди опорної напруги. Її можна отримати з виразів для коефіцієнту модуляції (3.5), (3.6):

$$U_{m(1)} = \frac{U_{mm}}{U_{опт}} U_{км} = k U_{км},$$

де $k = \frac{du}{du_k} = \frac{U_{mm}}{U_{опт}}$ – коефіцієнт передачі інвертора (за першою гармонікою).

Унаслідок обмеження на максимальний коефіцієнт модуляції реально використовуються лише ділянки *OA* та *OB* регулювальних характеристик. РХ у режимі перемодуляції зображені переривистими лініями. Їхніми асимптотами є рівні амплітуд перших гармонік напруги відповідних інверторів з амплітудною модуляцією (п. 3.1 та 3.3).

◆ Приклад 3.6. Регулювальна характеристика трифазного АІН із ШІМ

Напруга живлення трифазного АІН із ШІМ $U_d=400$ В, амплітуда опорної напруги в системі керування $U_{опт}=10$ В, частота модуляції $f_m=5$ кГц. Тривалості закриття та поновлення запірних властивостей використаних *IGBT*-транзисторів становлять $t_{off} = t_{gq} = 2$ мкс. Знайти коефіцієнт передачі АІН та найбільшу можливу амплітуду першої гармоніки вихідної напруги.

Максимально можливий коефіцієнт модуляції

$$\mu_m = 1 - (t_{off} + t_{gq}) f_m = 1 - (2+2) \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 = 0,98.$$

Теоретичний максимум амплітуди першої гармоніки вихідної фазної напруги

$$U_{mm} = 0,5 \cdot U_d = 0,5 \cdot 400 = 200 \text{ В.}$$

Коефіцієнт передачі

АІН

$$k = \frac{U_{mm}}{U_{опт}} = \frac{200}{10} = 20.$$

Найбільша можлива амплітуда першої гармоніки вихідної фазної напруги

$$U'_{m(1)} = \mu_m U_{mm} = 0,98 \cdot 200 = 196 \text{ В.} \quad \blacklozenge$$

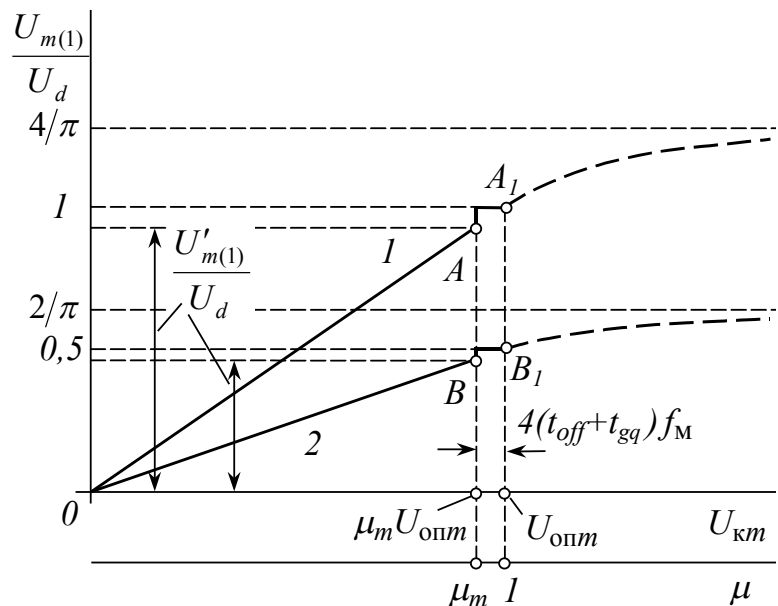


Рис. 3.50. Регулювальні характеристики інверторів із синусоїдальною ШІМ (1 – однофазного; 2 – трифазного)

3.10. Трирівневі інвертори

А) Однофазні трирівневі інвертори

У потужних високовольтних перетворювачах частоти частота перемикання ключів порівняно невисока, і для поліпшення форми вихідного струму використовують трирівневі інвертори (інша назва – інвертори з фіксацією нульової точки). На рис. 3.51 наведена схема найпростішого однофазного трирівневого АІН зі спільною точкою. Його схема є подальшим розвитком реверсивної схеми рис. 2.13, розглянутої в п. 2.4. Існують також мостові (одно- та трифазні) трирівневі інвертори. Спільним для всіх таких інверторів є:

- наявність спільної точки (0) джерела живлення;
- подвоєна кількість керованих ключів;
- наявність фіксуєчих (кламперних) діодів ($CVD1$, $CVD2$), призначених для замикання індуктивних струмів навантаження після підключення навантаження до спільної точки.

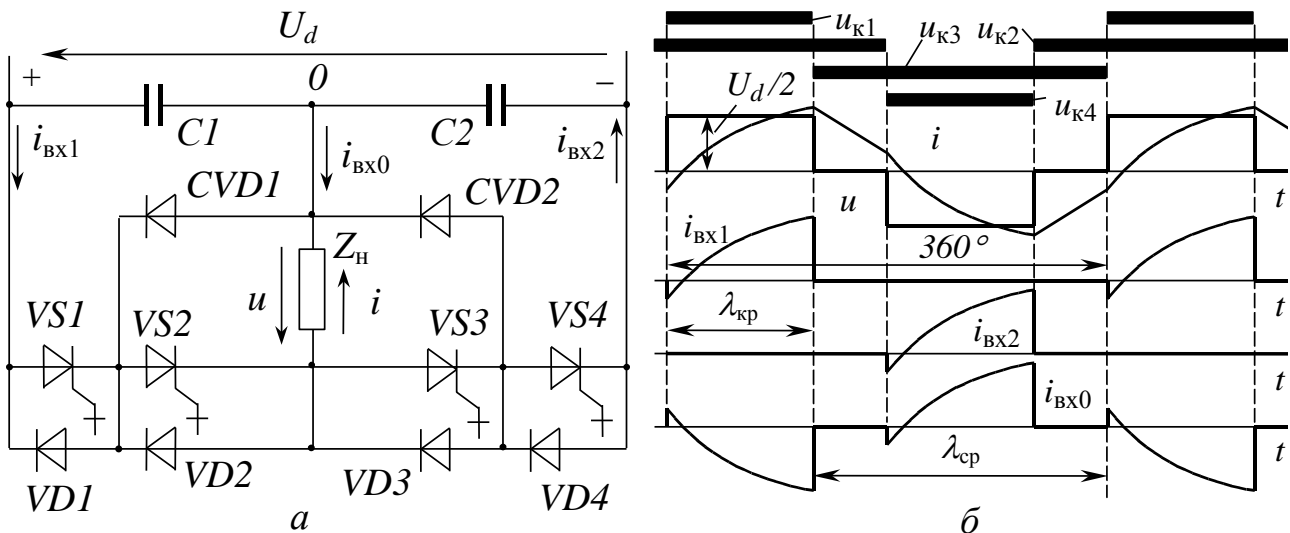


Рис. 3.51. Однофазний трирівневий інвертор зі спільною точкою

Тривалість роботи $\lambda_{кр}$ крайніх ключів ($VS1$ та $VS4$) менша, ніж середніх $\lambda_{ср}$ ($VS2$ та $VS3$), проте їх сума $\lambda_{ср} + \lambda_{кр} = 360^\circ$ для забезпечення безперервності струму навантаження. Ключі з парними номерами перемикаються у протифазі один до одного (відповідно як і непарні). Коли відкриті обидва лівих ключа, струм навантаження тече шляхом “+ джерела – $VS1$ – $VS2$ – навантаження – 0 джерела”, а до навантаження прикладена напруга лівої половини джерела живлення ($+U_d/2$). Після закриття $VS1$ струм навантаження замикається через діоди $VD2$ та $CVD1$, а на навантаженні – нульова напруга. Обидва середні тиристоры $VS2$ та $VS3$ на цьому інтервалі отримують сигнали керування, щоб дати можливість струму навантаження, якщо потрібно, змінити знак. На другому півперіоді все повторюється за участю правих ключів та правої половини джерела. Як видно з рис. 3.51,б, вихідна напруга має три рівні: 0 та $\pm U_d/2$ і, як наслідок, менший вміст вищих гармонік. Миттєві вхідні струми i_{BX1} та i_{BX2} короткочасно змінюють знак унаслідок індуктивного характеру навантаження. Серед-

дні їхні значення дорівнюють один одному. Струм нульової точки $i_{\text{BX}0} = i_{\text{BX}2} - i_{\text{BX}1}$, який протікає фіксує діодами, завжди знакозмінний.

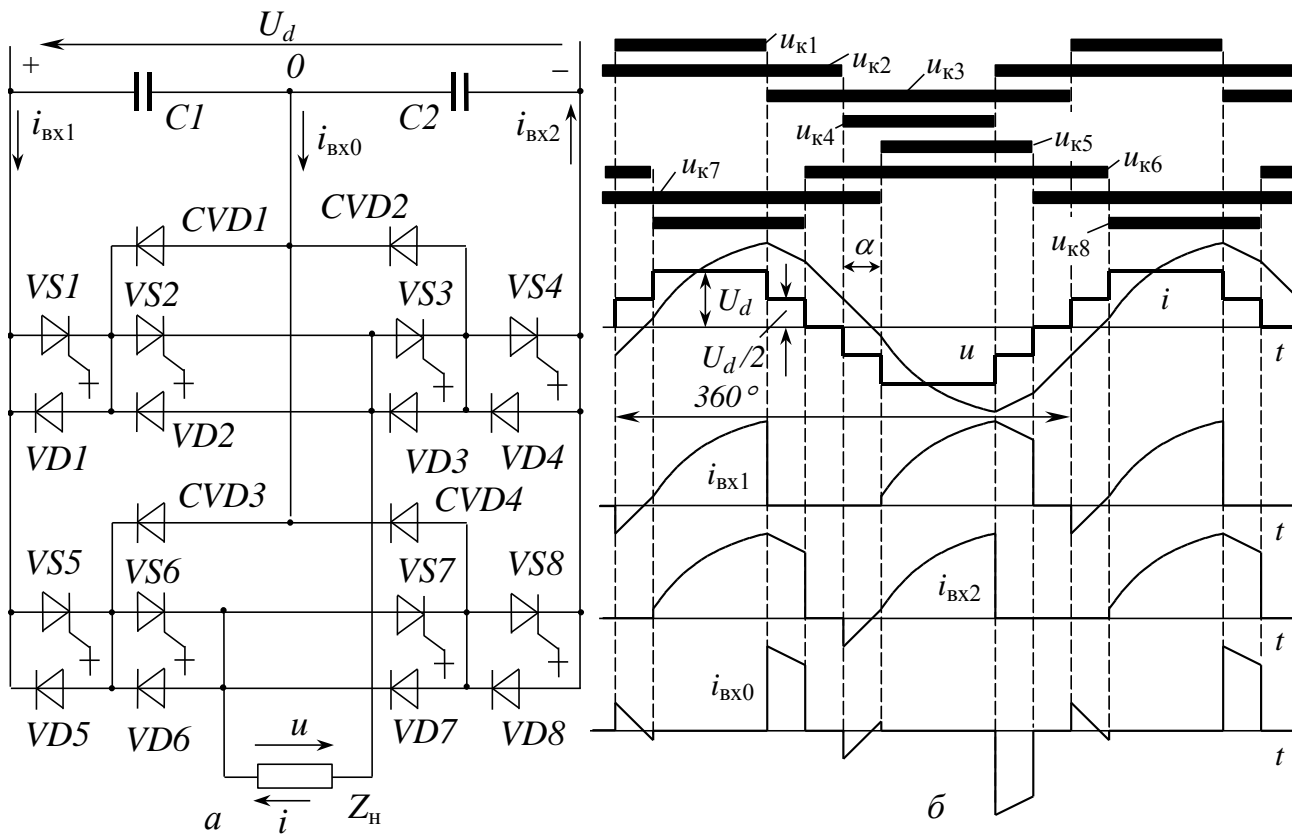


Рис. 3.52. Однофазний мостовий трирівневий інвертор

Більші регульовальні властивості має мостовий трирівневий АІН (рис. 3.52). Він складається з двох однакових плечей із попередньої схеми. Якби ключі $VS7, VS8$ працювали синфазно з $VS1, VS2$, а $VS5, VS6$ – із $VS3, VS4$, вихідна напруга нічим не відрізнялася би від напруги однофазного дворівневого моста (п. 3.2, 3.8). Проте, хоча закони керування верхнім та нижнім плечами схеми ідентичні, діаграма керуючих імпульсів нижнього зсунута за фазою на кут α відносно верхнього. Завдяки цьому форма вихідної напруги ще більше наближена до синусоїди.

Б) Трифазний трирівневий інвертор

Трифазний мостовий трирівневий інвертор зображений на рис. 3.53. Ускладнення схеми порівняно з звичайним трифазним мостом (рис. 3.8) надає додаткових можливостей. Кожна з фаз навантаження може бути підключеною не тільки до позитивного (наприклад, фаза A – через ключі $VS1, VS2$ або відповідні діоди) та негативного (через ключі $VS3, VS4$) полюсів джерела живлення, а й до спільної точки (через ключі $VS2, VS3$ та діоди $CVD1, CVD2$). Це дає можливість суттєвого збільшення кількості можливих станів АІН (до 27 замість 8 для звичайного трифазного моста) і покращання форми вихідних напруги та струму.

На рис. 3.54 наведені часові діаграми інвертора для алгоритму керування, що використовує 12 із 27 можливих станів. Алгоритм побудований таким

чином, що всі крайні ключі отримують імпульси керування протягом $\lambda_{кр}=150^\circ$, а всі середні – протягом $\lambda_{ср}=210^\circ$. Кожен ключ, як і в звичайному мостовому АІН, перемикається лише раз за період вихідної напруги, проте завдяки більшій кількості ключів фазна напруга комутується вдвічі частіше, що призводить до покращання форми струму. Фазна напруга може мати чотири рівні: $0, \pm U_d/3, \pm U_d/2, \pm 2U_d/3$; лінійна – три: $0, \pm U_d/2, \pm U_d$. Як видно, перемикання фази від одного крайнього потенціалу до іншого завжди здійснюється через нульовий. Миттєві входні струми $i_{вх1}$ та $i_{вх2}$ знаку не змінюють, якщо зсув між струмом та напругою $\varphi_n \leq 75^\circ$. Їхні змінні складові частоти $3f$ зсунуті на півперіоду пульсацій.

На рис. 3.55 зображені схеми з'єднання фаз навантаження (стани АІН) для всіх 12 інтервалів діаграми рис. 3.54. На початку інтервалу III струм фази A негативний, і тому він тече зворотними діодами VS1 та VS2 і лише після зміни знаку – тиристорами, як показано на рис. 3.55.

Якби кут φ_n був менший 30° , струм змінював би знак на інтервалі II (спочатку – схема II, потім – IIa).

Анодна напруга на закритих тиристорах удвічі менша порівняно зі звичайною мостовою схемою завдяки послідовному з'єднанню двох ключів.

Таблиця 3.3

Гармоніки фазної напруги

k	1	5	7	11	13	17	19	23	25	29	31
$\frac{U_{m(k)}}{U_d}$	0,594	0,0085	0,0061	0,054	0,0457	0,0025	0,0022	0,0258	0,0238	0,0015	0,0014

Амплітуда першої гармоніки фазної напруги

$$U_{m(1)} = \frac{U_d(2 + \sqrt{3})}{2\pi} = 0,594.$$

Амплітуди інших старших гармонік вихідної фазної напруги представлені в табл. 3.3 та на рис. 3.56. Як видно, перша гармоніка дещо нижча, ніж у звичайній трифазній мостовій схемі (п. 3.4), проте гармоніки з номерами $12i + 5, 12i + 7$ ($i=0, 1, 2, \dots, \infty$) послаблені більше, ніж на порядок. Найстарша з

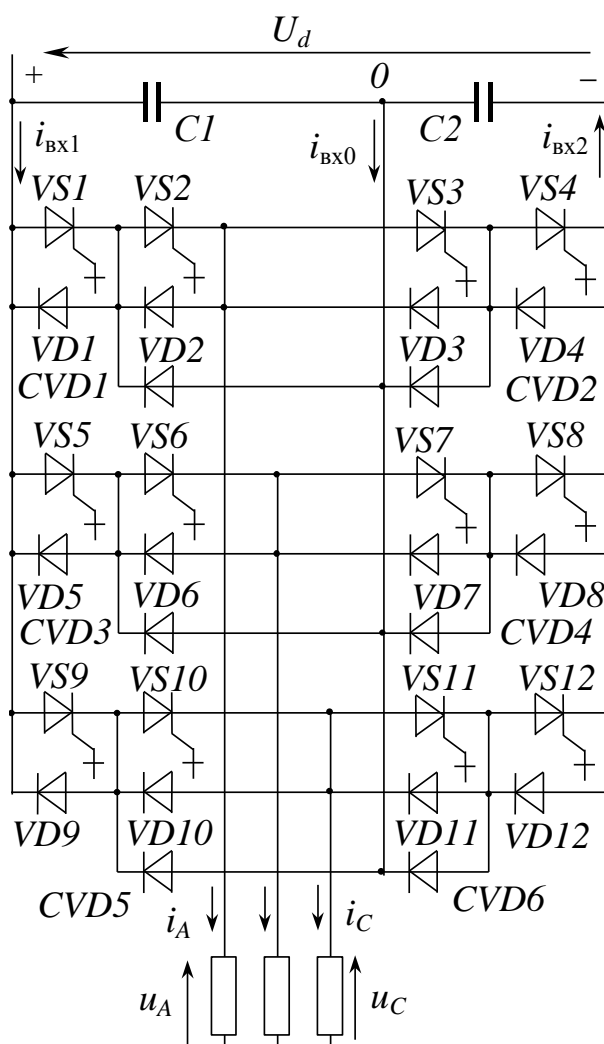


Рис. 3.53. Трифазний трирівневий АІН

вищих гармонік із помітною амплітудою – одинадцять. Наслідком цього є набагато краща форма вихідного струму. За однакових же коефіцієнтів викривлення струму частота перемикання ключів у таких АІН буде вчетверо меншою.

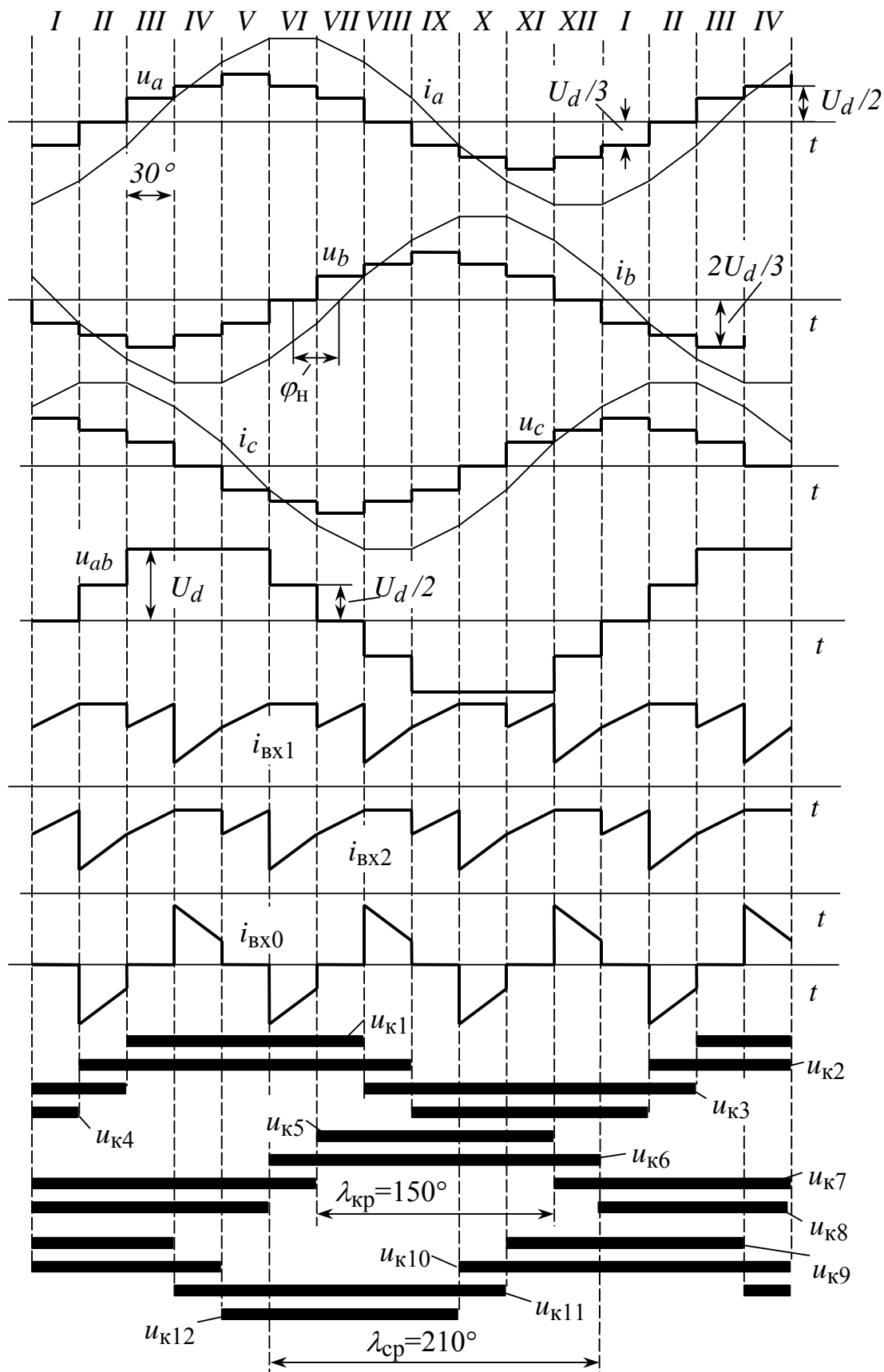


Рис. 3.54. Часові діаграми трирівневого АІН

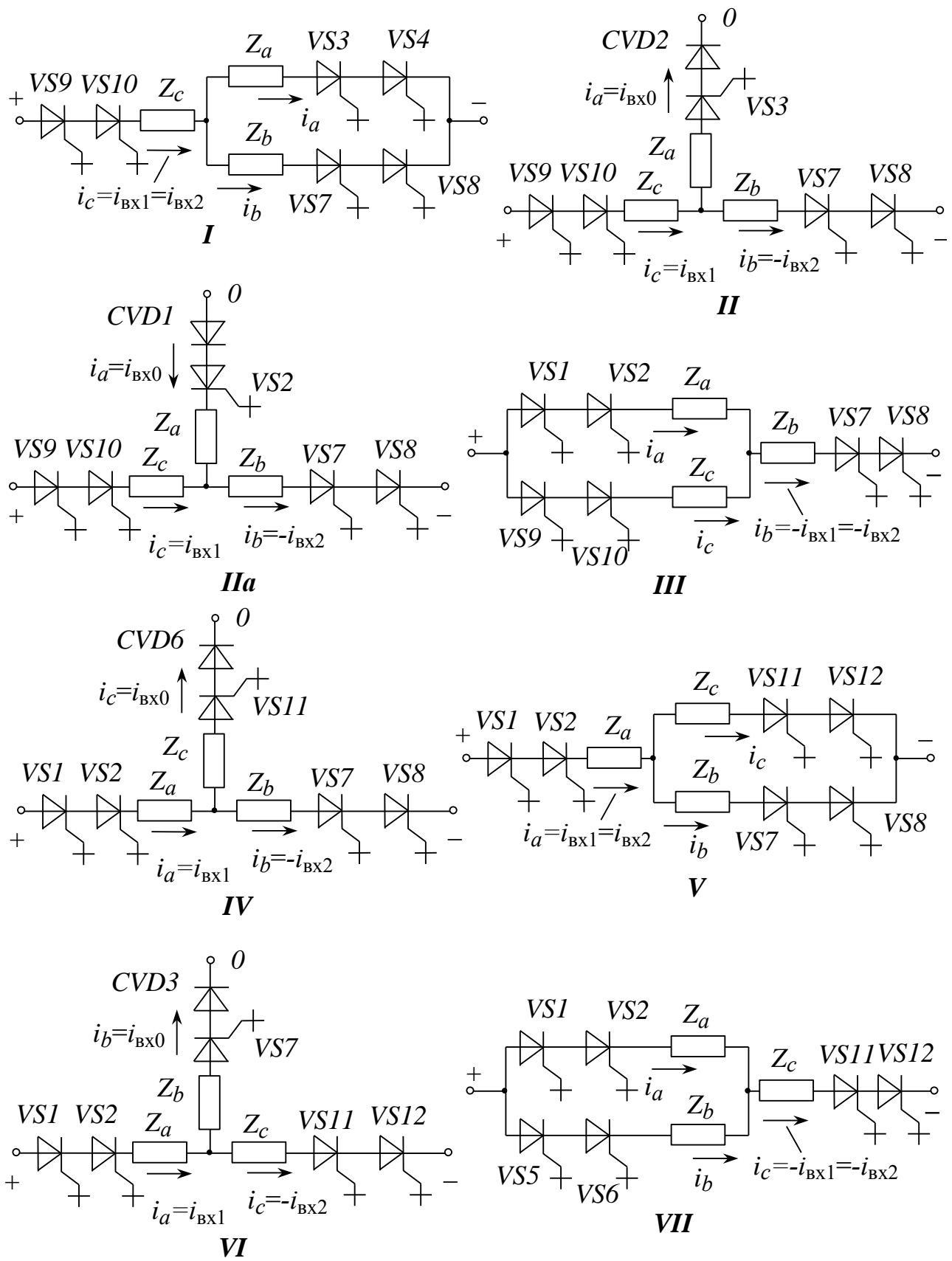


Рис. 3.55 Стани трирівневого інвертора

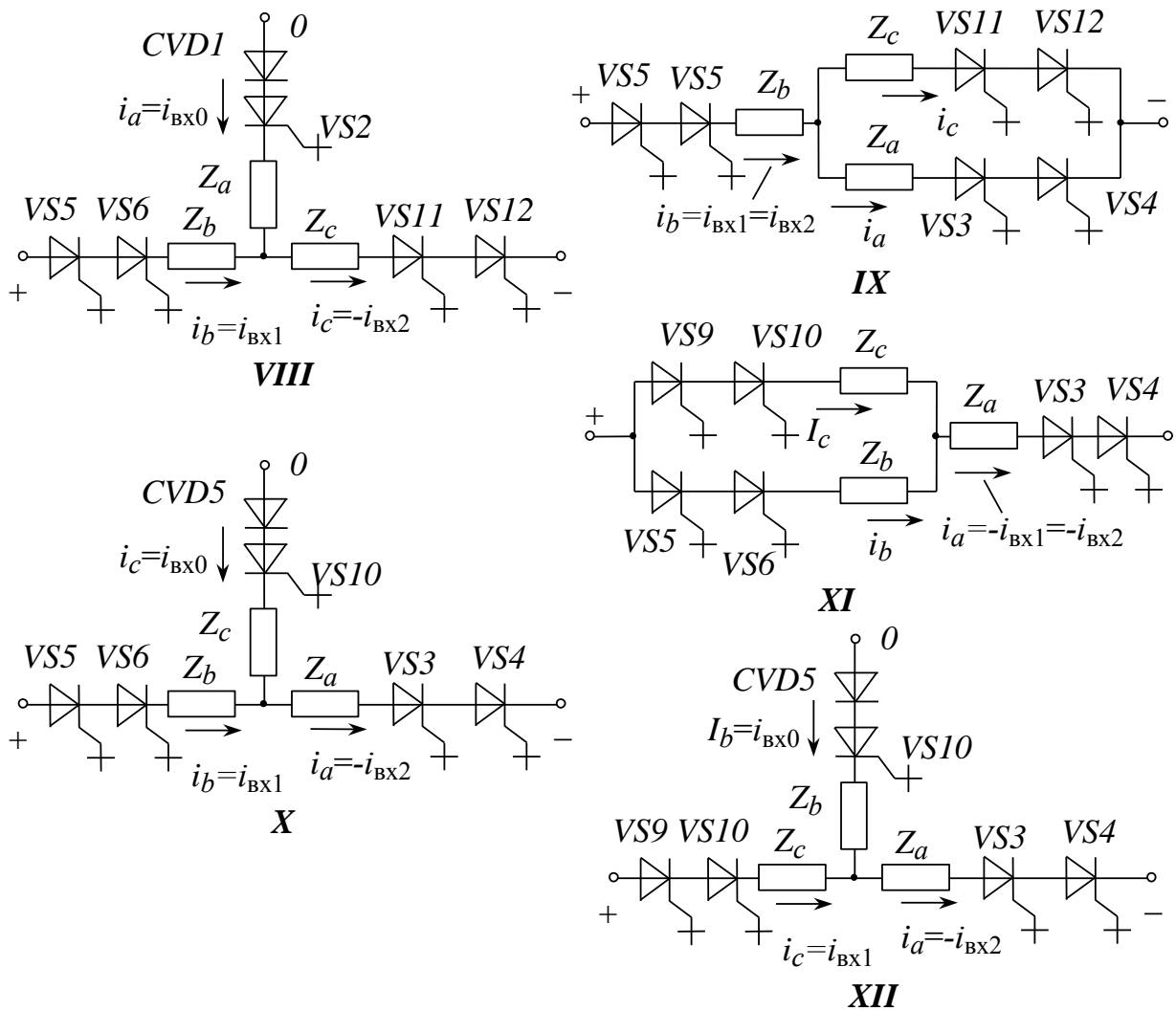


Рис. 3.55 (продовження). Стани трирівневого інвертора

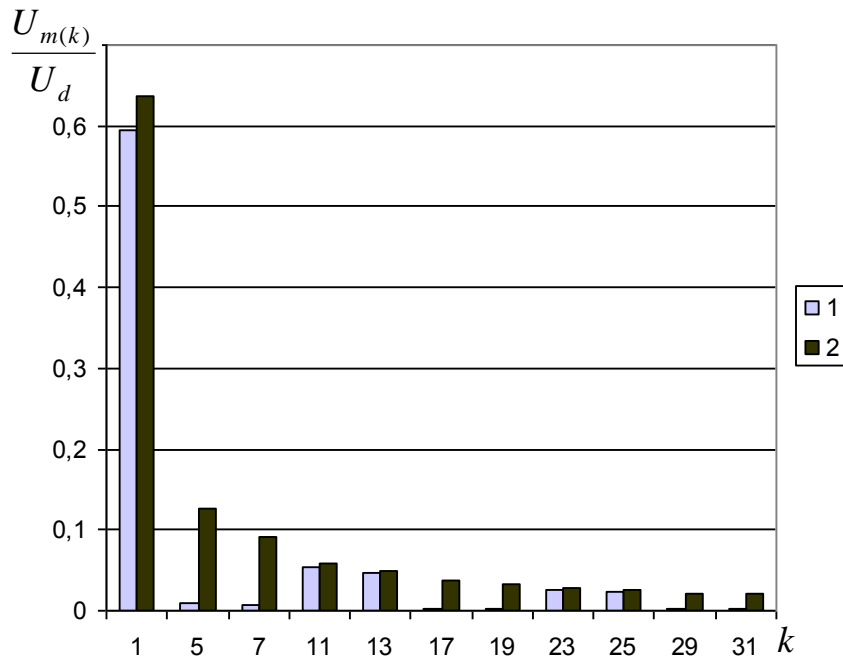


Рис. 3.56 Гармоніки вихідної напруги трифазних мостових інверторів (1– трирівневого; 2 – дворівневого)

◆ Приклад 3.7. Гармоніки струму трирівневого АІН

Розрахувати коефіцієнт викривлень струму навантаження трирівневого трифазного інвертора ($\lambda_{кр}=150^\circ$) з урахуванням п'яти старших вищих гармонік для умов прикладу 3.3.

Методика розрахунків та ж сама, що й у прикладі 3.3. Для розрахунку гармонік напруги та струму використано дані табл. 3.3. Результати розрахунків опорів та гармонік струму зведені до табл. 3.4.

Таблиця 3.4

Результати розрахунків до прикладу 3.6

k	1	5	7	11	13	17
$U_{m(k)}$	237,6	3,412	2,436	21,6	18,28	1,004
$X_{(k)}$	0,0973	0,4865	0,6811	1,0703	1,2649	1,6541
$I_{m(k)}$	1293,37	7,0113	3,5760	20,180	14,451	0,60696

Діюче значення струму за даними табл. 3.4

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{17} I_{m(k)}^2} = 914,74 \text{ А.}$$

Коефіцієнти викривлень та гармонік струму

$$\nu_I = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{1293,37}{\sqrt{2} \cdot 914,74} = 0,9998;$$

$$k_{rI} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,9998^2} - 1} = 0,0201.$$

З порівняння результатів видно, що коефіцієнт гармонік струму набагато менший, ніж у звичайній трифазній схемі з амплітудною модуляцією (приклад 3.3) і близький до такого за широтно-імпульсною модуляцією (приклад 3.5). ◆

Схема має додаткові можливості регулювання рівня вихідної напруги за незмінного рівня вхідної без збільшення частоти перемикавання ключів. Для цього необхідно лише змінювати тривалості роботи крайніх та середніх ключів так, щоб їх сума завжди дорівнювала $\lambda_{кр} + \lambda_{ср} = 360^\circ$ (інакше не буде виконано умову безперервності фазного струму та незмінності структури силового кола інвертора). Зміна $\lambda_{кр}$ призводить до зміни переліку використовуваних станів АІН, форми та рівня вихідної напруги. Збільшивши $\lambda_{кр}$ до 180° , отримаємо алгоритм із дещо більшою порівняно з рис. 3.54 напругою, ідентичний зображеному на рис. 3.9 для звичайного трифазного моста. Зменшення $\lambda_{кр}$, навпаки, знижує рівень вихідної напруги шляхом широтно-імпульсної модуляції на основній частоті. На рис. 3.57 наведені діаграми півхвиль фазної напруги для різних тривалостей роботи крайніх ключів, а на рис. 3.58 – приклад діаграм напруг та імпульсів керування для $\lambda_{кр} = 120^\circ$. Зі зменшенням рівня напруги форма її погіршується. Рівні діючого значення фазної напруги U_ϕ , її першої гармоніки $U_{\phi m(1)}$ та коефіцієнту викривлень напруги ν_U зведені до табл. 3.5.

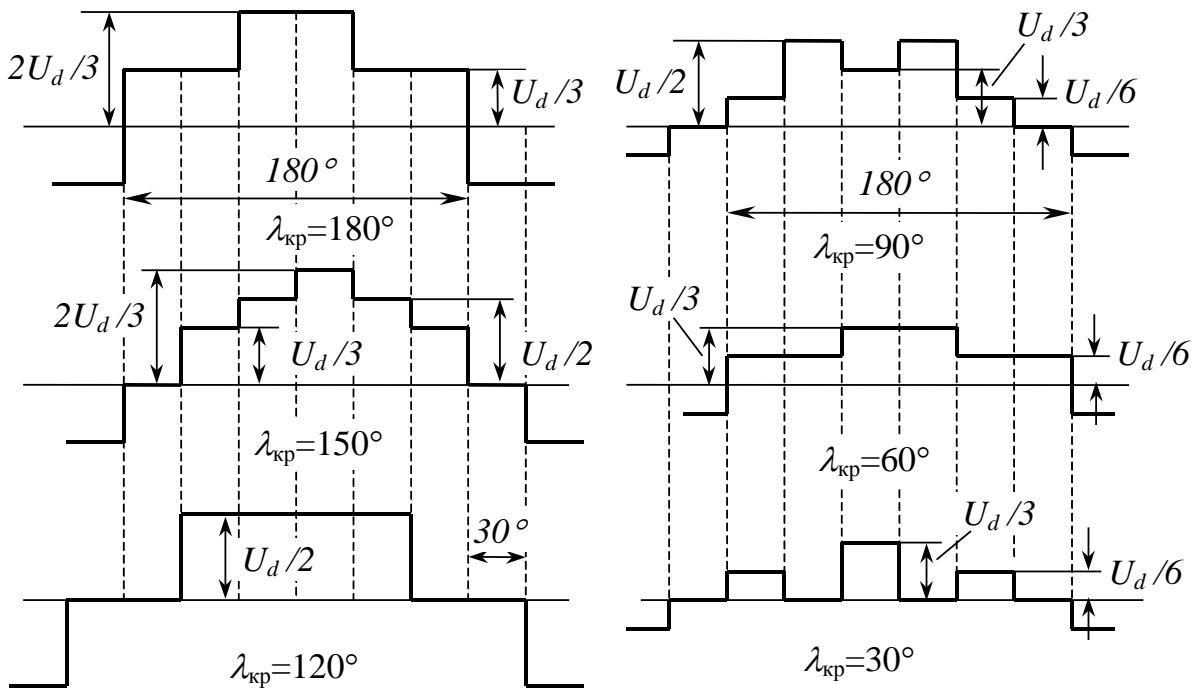


Рис. 3.57. Діаграми вихідних напруги з ШІМ на основній частоті

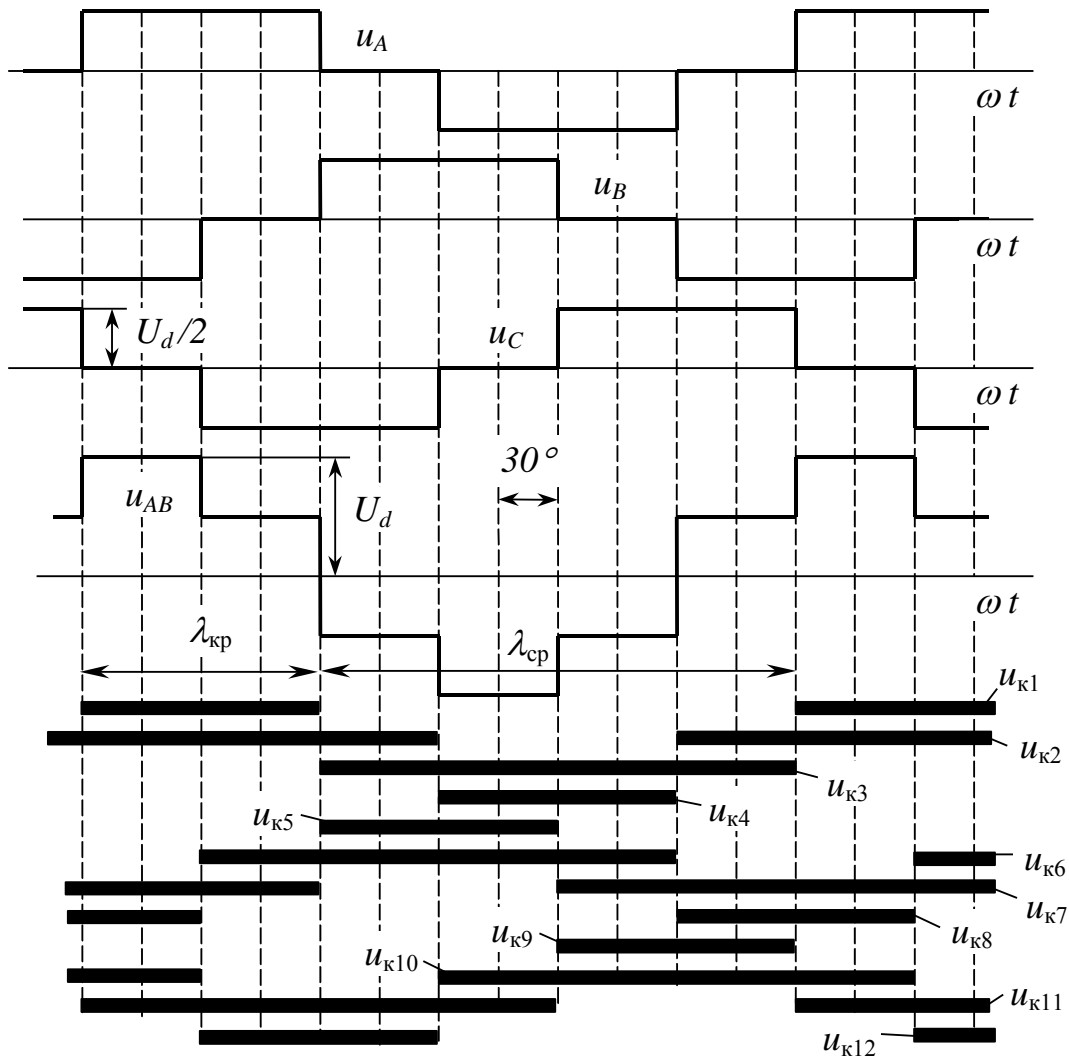


Рис. 3.58. Часові діаграми трирівневого АІН ($\lambda_{кр}=120^\circ$)

Для плавного регулювання напруги до складу системи керування АІН повинні входити широтно-імпульсні модулятори з опорною напругою змінної частоти, реалізація яких досить складна.

Якщо глибоке та плавне регулювання непотрібне, можна обмежитися шістьма її рівнями, які відповідають значенням $\lambda_{кр} = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$, та здійснювати перемикання алгоритмів керування залежно від потрібного рівня вихідних напруги та частоти. У цьому випадку система керування складатиметься лише з логічних елементів і може бути реалізована, наприклад, за допомогою програмованих логічних матриць. Діапазон регулювання швидкості асинхронного двигуна за законом $U/f = const$ дорівнюватиме $D = 0,637 / 0,159 = 4$.

Таблиця 3.5

Показники трирівневого АІН із різними $\lambda_{кр}$

$\lambda_{кр}$	U_ϕ / U_d	$U_{\phi m(1)} / U_d$	v_U
180°	$\sqrt{2}/3 = 0,471$	0,637	0,9549
150°	$\sqrt{7}/6 = 0,441$	0,594	0,9525
120°	$1/\sqrt{6} = 0,408$	0,551	0,9549
90°	$1/3 = 0,333$	0,435	0,9224
60°	$1/(3\sqrt{2}) = 0,236$	0,318	0,9549
30°	$1/6 = 0,167$	0,159	0,6752

В) Трирівневі інвертори з ШІМ

Найбільш ефективним у трирівневих інверторах є використання синусоїдальної ШІМ. На рис. 3.59 зображена спрощена схема системи керування однофазним трирівневим інвертором зі спільною точкою (рис. 3.51), яка її реалізує. Вона складається з двох однакових каналів (верхній – для керування ключами з непарними номерами, нижній – з парними). До входів обох каналів подані трикутна опорна напруга від генератора ГОН та синусоїдальна напруга керування, яка задає рівень та частоту першої гармоніки вихідної напруги. Канали відрізняються лише тим, що цих двох напруг додано напруги зміщення різних знаків $U_{зм} = \pm U_{опт}$. Діаграми роботи системи керування представлені на рис. 3.60. За однієї полярності задавальної напруги завжди відкритий один із середніх тиристорів, за іншої – другий. Кожен із середніх тиристорів працює у протифазі зі своїм крайнім. Завдяки цьому навантаження періодично перемикається між середньою точкою джерела живлення та одним із його полюсів. Кожного разу після перетину напругою керування низхідної ділянки опорної напруги вихідна напруга інвертора збільшується на одну ступінь, висхідної – зменшується на одну ступінь.

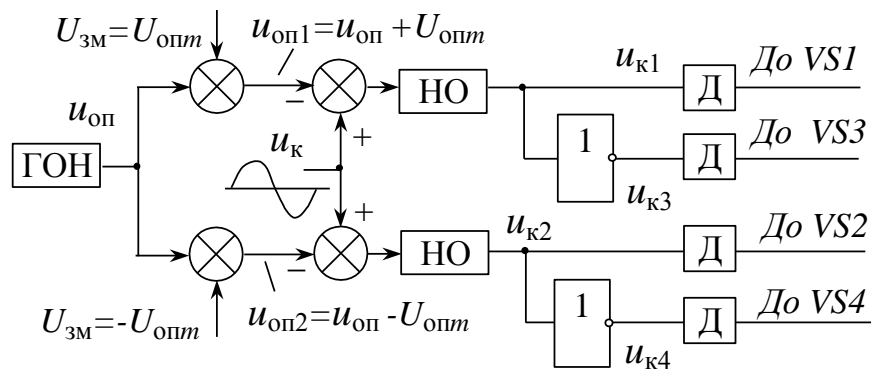


Рис. 3.59. Система керування однофазним трирівневим АІН зі спільною точкою та синусоїдальною ШІМ

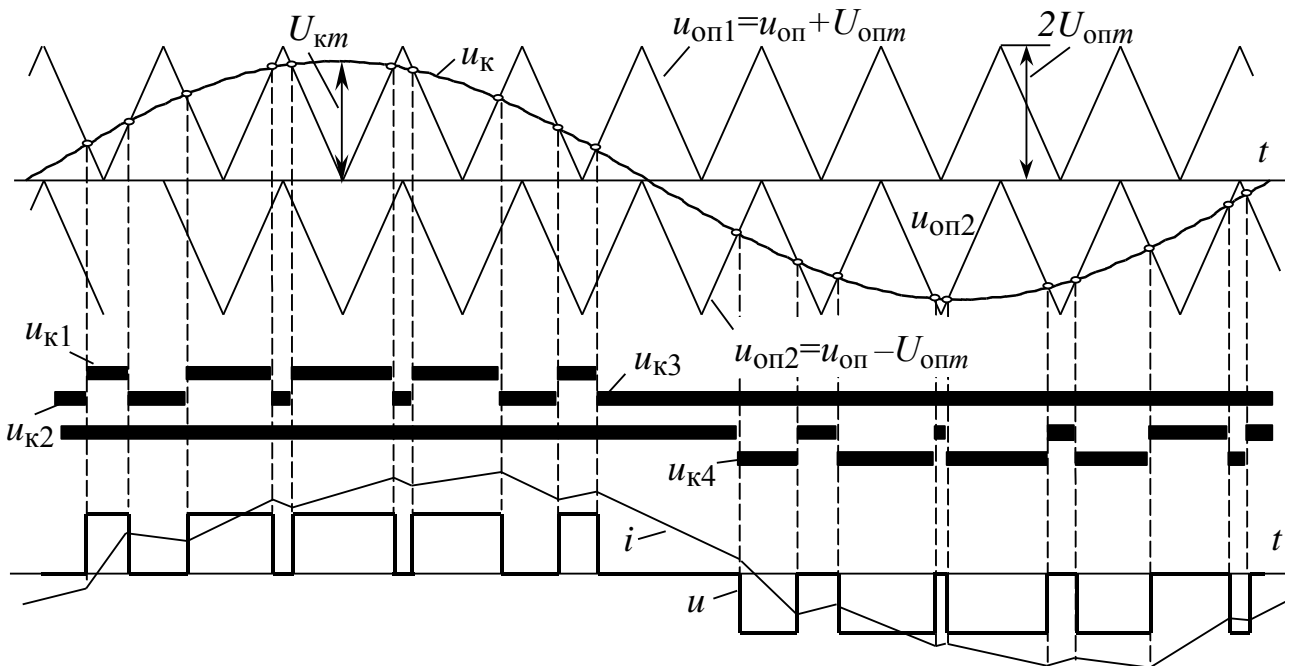


Рис. 3.60. Формування імпульсів керування для трирівневого інвертора

Система керування трифазним трирівневим АІН складається з трьох однакових каналів, ідентичних зображеному на рис. 3.55. Різниця лише в тому, що задавальні синусоїдальні напруги фазних каналів зсунуті за фазою на 120° .

На відміну від розглянутих раніше алгоритмів керування, для синусоїдальної ШІМ характерне використання додаткових станів трифазного АІН. Вони виникають тоді, коли усі три фази навантаження підключені лише до однієї (правої або лівої) половини джерела живлення (подібно до рис. 3.61). Як наслідок, з'являється ще один рівень фазної напруги: $\pm U_d/6$.

Якщо амплітуда синусоїдальної напруги керування $U_{km} > (4/3)U_{опm}$, миттєва фазна напруга формується за допомогою усіх п'яти можливих у схемі рис. 3.53 рівнів (рис. 3.62,а). Амплітуда миттєвої лінійної напруги дорівнює U_d . За малих амплітуд завдання рівні $\pm 2U_d/3$ та $\pm U_d/2$ не використовується (рис. 3.62,б). Навантаження підключається лише до половини джерела живлення (правої або лівої). Амплітуда миттєвої лінійної напруги вдвічі менша ($U_d/2$). Ефект зникнення рівня $\pm 2U_d/3$ пояснює рис. 3.63, де показано формування керуючих імпульсів поблизу амплітуди напруги фази А для великої та малої амплітуд задавального сигналу (тут $u_{кА}$, $u_{кВ}$ та $u_{кС}$ – фрагменти синусоїд задавальних сигналів фазних напруг, які за великої різниці між частотами модуляції та вихідного струму можна вважати на періоді T_m горизонтальними відрізками). З рис. 3.63,б видно, що зі зменшенням завдання середні ключі VS6 та VS10 відкриваються раніше за VS1, що й унеможливорює приєднання навантаження до обох крайніх точок джерела.

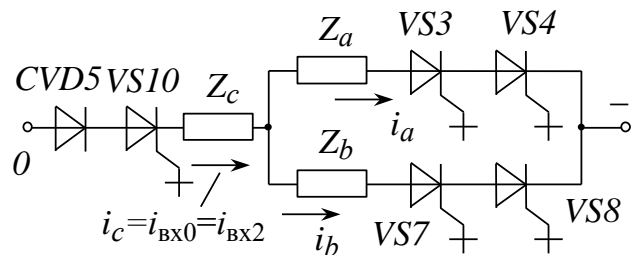


Рис. 3.61. З'єднання навантаження з правою половиною джерела живлення

З рис. 3.63,а також можна визначити максимально досягну амплітуду першої гармоніки фазної напруги. Збільшення амплітуди завдання до максимального рівня $2U_{опт}$ призведе до зникнення інтервалу t_3 та збільшення тривалості t_2 до $T_M/2$. Тому середнє за період модуляції значення напруги фази А сягне, як і для звичайного трифазного моста (див. п. 3.8), рівня

$$U_a = U_{mm} = \frac{1}{T_M} \left(\frac{2}{3} U_d t_1 + \frac{1}{3} U_d t_2 \right) = \frac{1}{T_M} \left(\frac{2}{3} U_d \cdot 0,5 \cdot T_M + \frac{1}{3} U_d \cdot 0,5 \cdot T_M \right) = \frac{U_d}{2}.$$

Вирази для коефіцієнту модуляції трирівневого АІН із синусоїдальною ШІМ:

$$\mu = \frac{U_{км}}{2U_{опт}}; \mu = \frac{U_{m(1)}}{U_{mm}} = \frac{2U_{m(1)}}{U_d}.$$

Звідси регульовальна характеристика :

$$U_{m(1)} = kU_{км},$$

де $k = \frac{du}{du_k} = \frac{U_{mm}}{2U_{опт}} = \frac{U_d}{4U_{опт}}$ – коефіцієнт передачі інвертора.

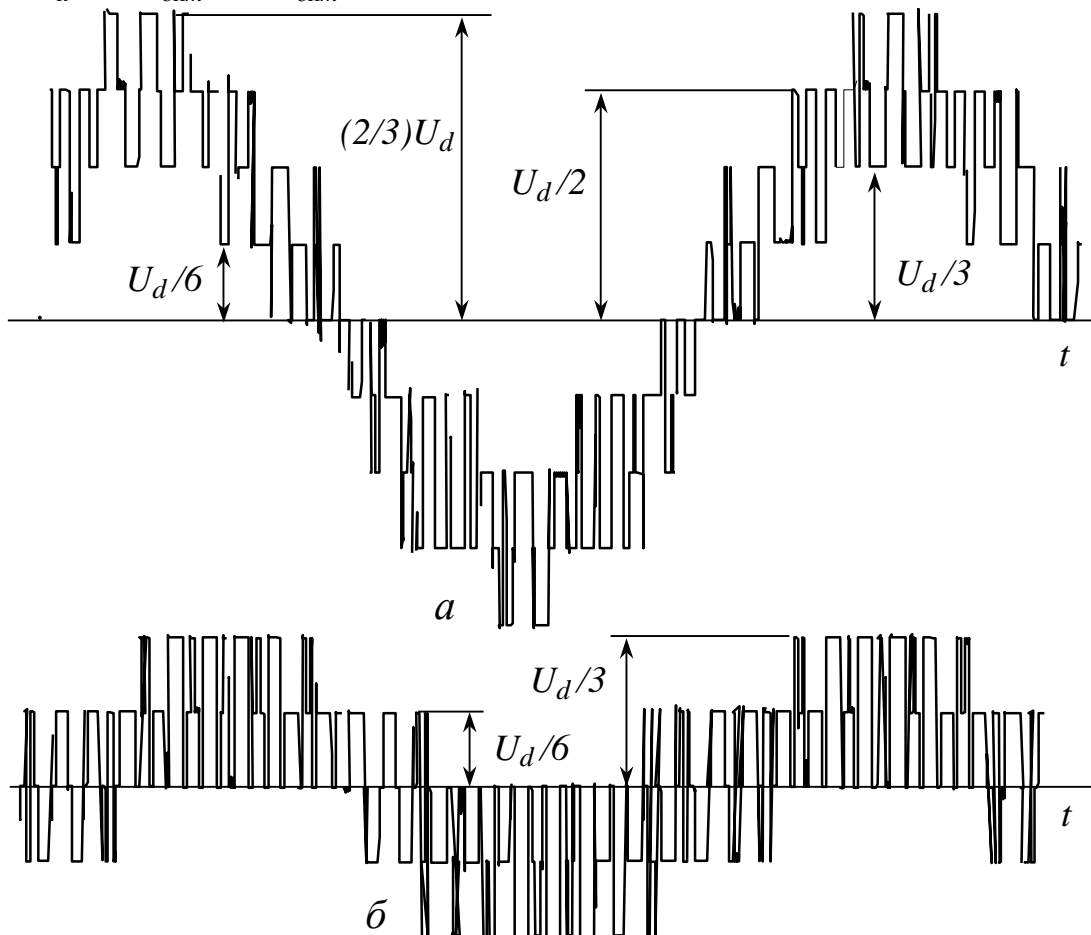


Рис. 3.62. Форми фазної напруги за різних рівнів завдання

Можливі також схеми з більшою кількістю рівнів (5, 7, 9 тощо), в яких форма вихідної напруги ще краща [36].

Недоліком усіх трирівневих схем зі спільною точкою живлення є можливість перекосу напруг на конденсаторах ланки постійного струму.

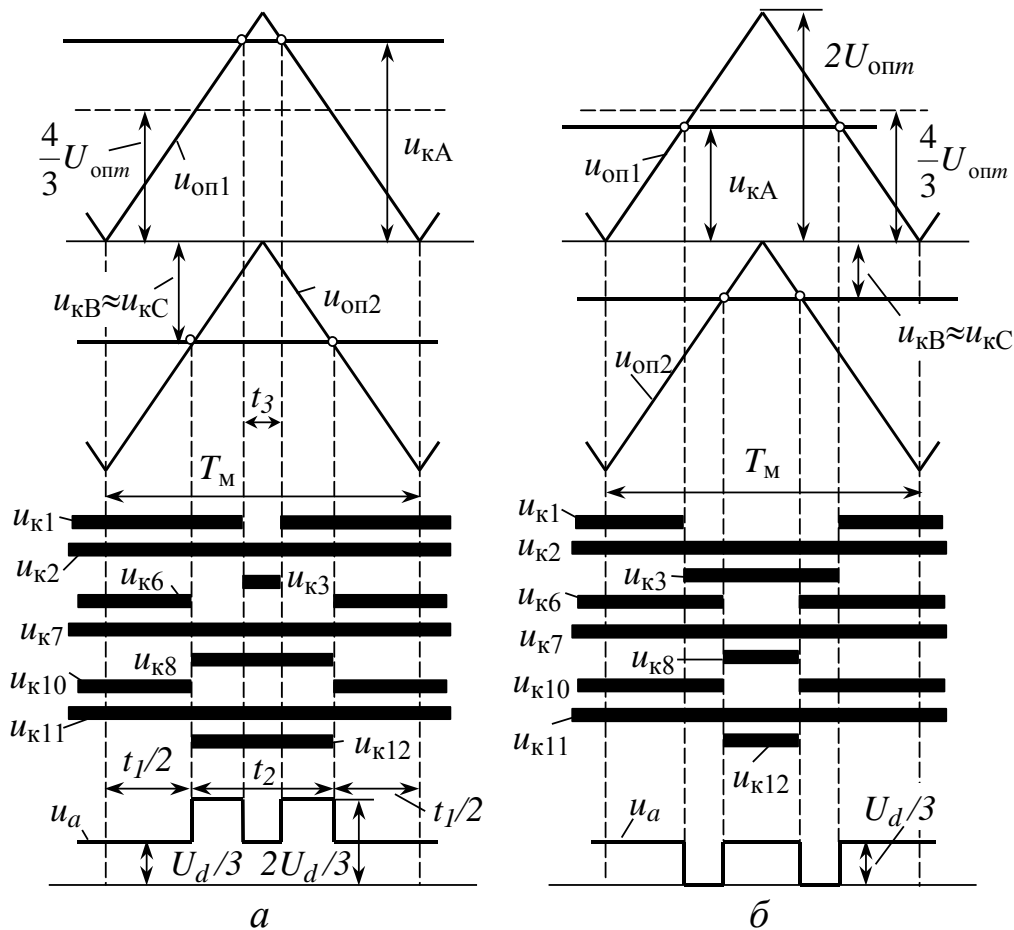


Рис. 3.63. Формування керуючих імпульсів поблизу амплітуди напруги фази A

3.11. Складені інвертори напруги

У високовольтних перетворювачах частоти знаходять застосування складені автономні інвертори напруги, які складаються з декількох однакових простих інверторів. Потреба в цьому виникає насамперед тоді, коли номінальна напруга наявних ключів менша від потрібної для живлення навантаження. У цьому випадку до навантаження подають суму напруг окремих інверторів. Використовують два способи складення вихідних напруг інверторів: за допомогою трансформаторів із послідовно з'єднаними вторинними обмотками та шляхом послідовного з'єднання виходів самих інверторів. Окрім забезпечення потрібного рівня напруги, наявність кількох інверторів дозволяє вирішити ще й проблему покращання форми струму навантаження.

На рис. 3.64 подано схему однофазного складеного АІН із трансформаторним виходом. Він складається з двох однакових однофазних інверторів АІН1 та АІН2 (наприклад, мостових), які живляться від спільного джерела (їхні входи підключені до джерела паралельно), та трансформатора TV із двома первинними та двома вторинними обмотками. Інвертори для поліпшення форми напруги можуть зсув δ імпульсів керування, подібно до розглянутого на рис. 3.30. Напруга на навантаженні є сумою напруг вторинних обмоток трансформатора. Завдяки зсуву α вихідних напруг інверторів u_1 та u_2 сумарна напруга на навантаженні u має ще менший вміст вищих гармонік, ніж напруга кожного з них.

Якщо елементарних інверторів більше двох, форма сумарної напруги може бути ще кращою. Звичайно, у разі потреби може бути застосована і ШІМ на несучій. Подібні інвертори використовують, наприклад, для живлення однофазної контактної мережі змінного струму електрифікованих залізниць. Недоліком такого типу інверторів є необхідність використання трансформатора.

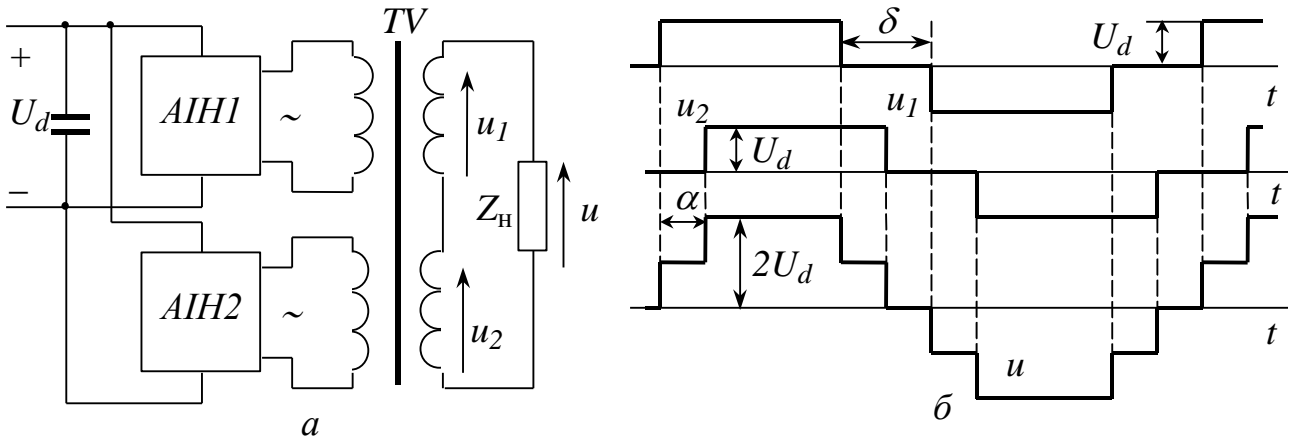


Рис. 3.64. Однофазний складений інвертор із трансформаторним виходом

На рис. 3.65 зображений представник іншого різновиду складених інверторів. Він призначений для живлення трифазних споживачів. Кожна його фаза складається з трьох однофазних мостових АІН (наприклад, $A1, A2, A3$), що живляться від незалежних джерел постійної напруги $U_{di} = U_d$.

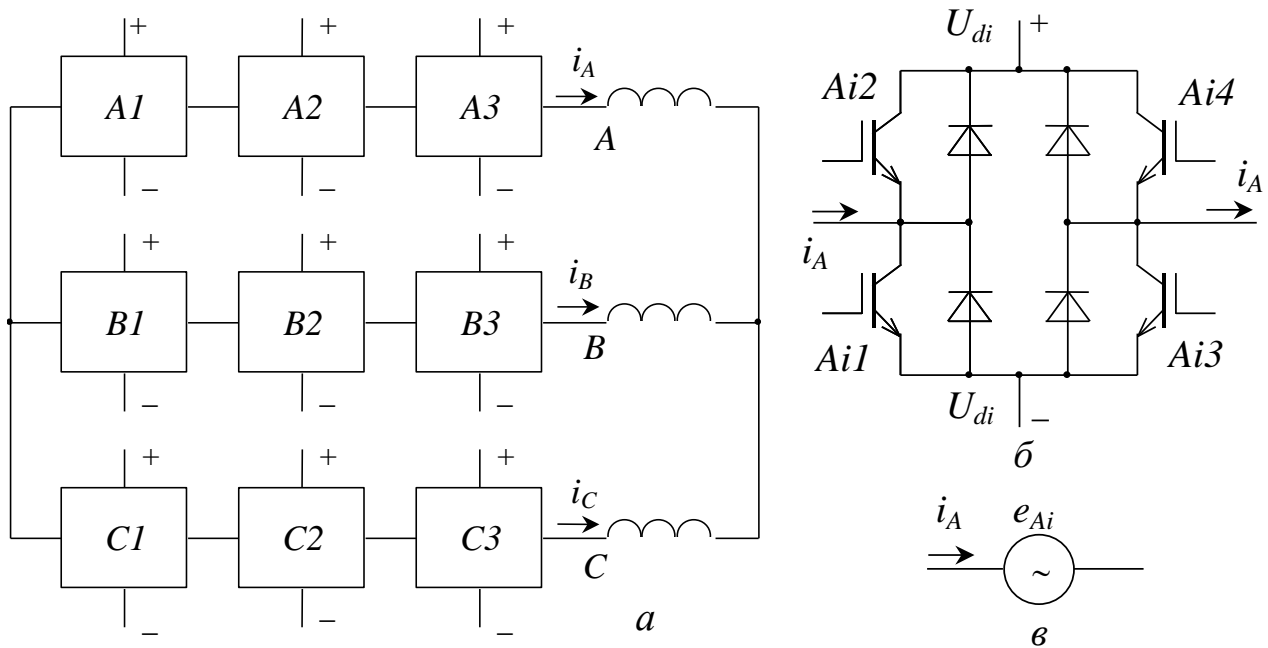


Рис. 3.65. Трифазний складений інвертор напруги (а – загальна структура силового кола; б – однофазний АІН; в – схема заміщення однофазного АІН)

У схемах такого роду завдяки послідовному з'єднанню мостів вдається застосувати порівняно недорогі низьковольтні ключі (напруга на кожному з мостів утричі менша вихідної фазної напруги). Збільшення статичних втрат унаслідок великої кількості одночасно відкритих ключів (у схемі рис. 3.65 – по 6 ключів у кожній фазі) у високовольтних інверторах не настільки актуальне. За-

те з'являється можливість формування алгоритмів керування, які поліпшують якість вихідного струму і мінімізують число комутацій керованих ключів.

Кожний із однофазних АІН може бути представлений як еквівалентне джерело ЕРС (рис. 3.65,в). Для забезпечення безперервності фазного струму в ньому завжди має бути одночасно відкрито 2 ключі. Тому однофазний АІН характеризується трьома станами залежно від того, які ключі відкриті:

- $Ai1$ та $Ai4$ ($e_{Ai}=U_d$);
- $Ai2$ та $Ai3$ ($e_{Ai}=-U_d$);
- $Ai1$ та $Ai3$ або $Ai2$ та $Ai4$ ($e_{Ai}=0$).

Зазначимо, що перехід від одного рівня ЕРС моста до сусіднього супроводжується однією комутацією (запиранням одного ключа і відкриванням іншого).

Кількість рівнів сумарної ЕРС кожної фази залежить від кількості n елементарних інверторів у кожній фазі:

$$N_E = (2n + 1).$$

Загальна кількість станів трифазного складеного АІН визначається кількістю рівнів N_E ЕРС фази та кількістю фаз m :

$$N_S = N_E^m.$$

Для схеми рис. 3.65 кількість рівнів $N_E=7: \pm 3U_d; \pm 2U_d; \pm U_d; 0$, а кількість станів дорівнює $N_S = 7^3=343$.

Як і в попередній схемі, можливе керування окремими інверторами фази зі зсувом їхніх ЕРС (тобто шляхом ШІМ на основній). Проте більшість подібних складених АІН має синусоїдальну ШІМ вихідної напруги.

На рис. 3.66 показаний принцип формування ЕРС фази A в схемі рис. 3.65 за допомогою однополярної синусоїдальної ШІМ. Системи керування елементарними інверторами $A1, A2, A3$ ідентичні системі рис. 3.40,а. Вони мають на входах однакові синусоїдальні завдання u_k . Єдиною відмінною від рис. 3.30 є відносний зсув їхніх опорних напруг $u_{оп1}, u_{оп2}, u_{оп3}$ на T_m/n (у даному випадку на третину періоду модуляції). Завдяки такому зсуву діаграми перемикачів ключів першого АІН ($A11...A13$), другого ($A21...A23$) та третього ($A31...A33$) зсунуті у часі також на третину періоду модуляції. Наслідком цього є форма сумарної ЕРС фази e_a , набагато краща за форму ЕРС e_{a1}, e_{a2}, e_{a3} елементарних інверторів, а частота її комутації втричі більша. Це забезпечує практично ідеальну форму фазного струму.

Перевагою такого інвертора є відсутність вихідного трансформатора та відсутність обмежень на вихідну номінальну напругу (проблема вирішується збільшенням кількості послідовно з'єднаних мостів), недоліком – складність ланки постійного струму (необхідність мати $m \cdot n$ окремих випрямлячів, які живляться від окремих трансформаторів або окремих вторинних обмоток одного багатообмоткового трансформатора). Випускаються складені інвертори, до фази яких увімкнено до 6 однофазних АІН.

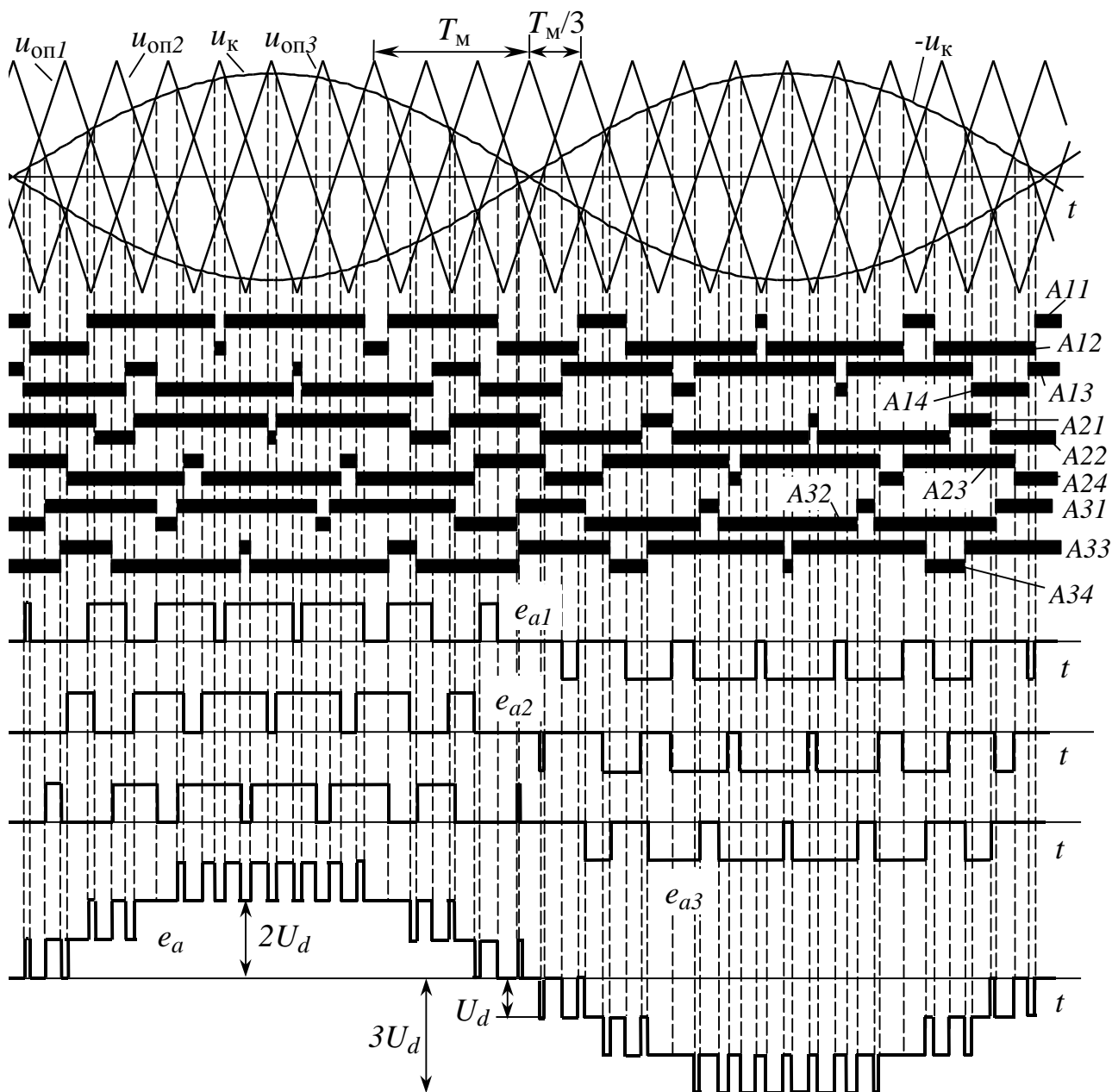


Рис. 3.66. Формування ЕРС фази складеного інвертора з синусоїдальною ШІМ

3.12. ШІМ просторового вектора напруги трифазного інвертора

В інверторах із мікропроцесорним керуванням та найбільш жорсткими вимогами до якості вихідного струму та швидкодії використовують метод модуляції просторового вектора (*Space Vector Modulation, SVM*). Цей спосіб керування іноді називають також векторною ШІМ. Він має метою максимальне використання можливостей інвертора.

Просторовий (або узагальнений) вектор є зручним способом просторового зображення трифазних функцій часу (напруг, струмів, потоків тощо). Так, просторовий вектор напруги є таким вектором, проєкції якого на осі фаз (*A, B, C*) чисельно дорівнюють миттєвим значенням фазних напруг (рис. 3.67).

На рис. 3.68,а подано приклад побудови просторового вектора вихідної напруги трифазного мостового АІН для випадку, коли в схемі рис. 3.8 відкриті ключі *VS1, VS3, VS6*. Фазні напруги умовно зображені як вектори, розташовані

вздовж осі відповідної фази, довжина яких дорівнює рівню миттєвої фазної напруги. Якщо до фази подано позитивну напругу, напрямок вектора фазної напруги збігається з позитивним напрямком осі (як у вектора напруги фази A), якщо негативну, – напрямком вектора протилежний (як у вектора \bar{U}_c).

Просторовий вектор напруги пропорційний векторній сумі фазних векторів:

$$\bar{U} = \frac{2}{3}(\bar{U}_a + \bar{U}_b + \bar{U}_c).$$

Оскільки вектор напруги фази C удвічі довший двох інших векторів, сумарний просторовий вектор на рис. 3.68,а збігається за модулем та фазою з вектором \bar{U}_c . За інших комбінацій відкритих ключів просторовий вектор завжди збігається з вектором напруги тієї фази, яка ввімкнена послідовно з іншими двома фазами (рис.2.7). Модуль просторового вектора завжди $U = U_m = \frac{2}{3}U_d$ (U_m – максимальне значення миттєвої фазної напруги).

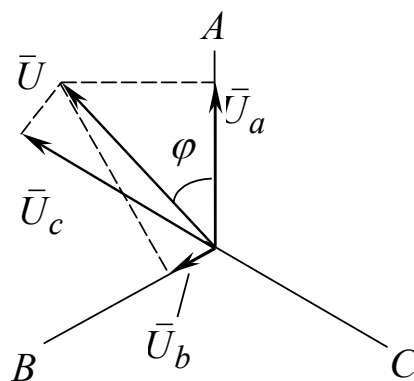


Рис. 3.67. Проекції просторового вектора

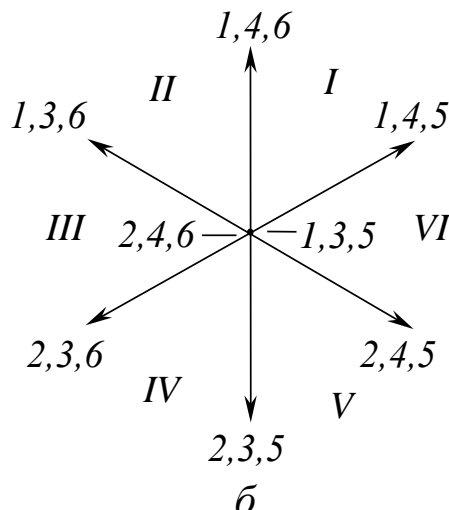
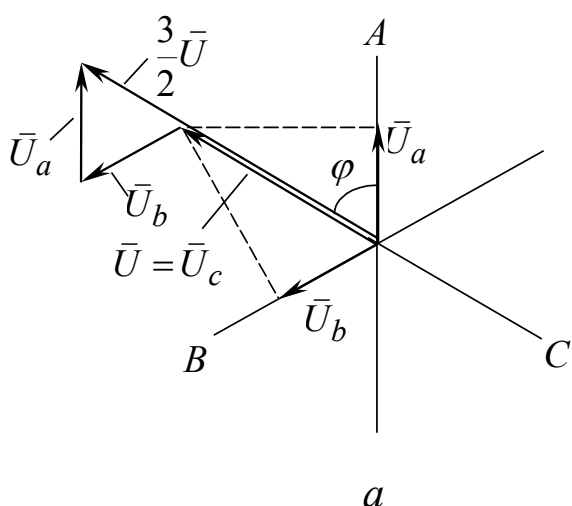


Рис. 3.68. Формування просторового вектора напруги

На рис. 3.68,б показані шість положень, які може займати просторовий вектор напруги АІН протягом її періоду. Біля кінців векторів подані номери відкритих ключів. Назвемо ці вектори базовими. Окрім базових векторів, можливі ще два “нульових”, коли відкриті всі ключі, з’єднані з одним полюсом джерела живлення. Досягти цього можна, закривши ключ у фазі, з’єднаний послідовно з іншими, та відкривши інший ключ тієї ж фази. Як видно з рис. 3.68,б, комбінації відкритих ключів для сусідніх базових векторів відрізняються лише одним ключем.

Миттєві фазні напруги можуть приймати лише п’ять значень ($\pm \frac{2}{3}U_d$, $\pm \frac{1}{3}U_d$, 0). Тому, якби керування АІН відбувалось за алгоритмом, поданим на

рис. 2.6, просторовий вектор напруги мав би тільки шість станів, зображених на рис. 3.68,б. Використання ШІМ дозволяє отримати й інші, проміжні положення, які лежать усередині секторів I...VI (рис. 3.68,б), забезпечуючи практично колову траєкторію кінця просторового вектора та синусоїдальний характер зміни середніх за період модуляції напруг та струмів. На рис. 3.69 показаний принцип формування вектора напруги \bar{U} із заданими модулем та положенням, який розташований поміж базовими векторами 1,4,5 та 1,4,6.

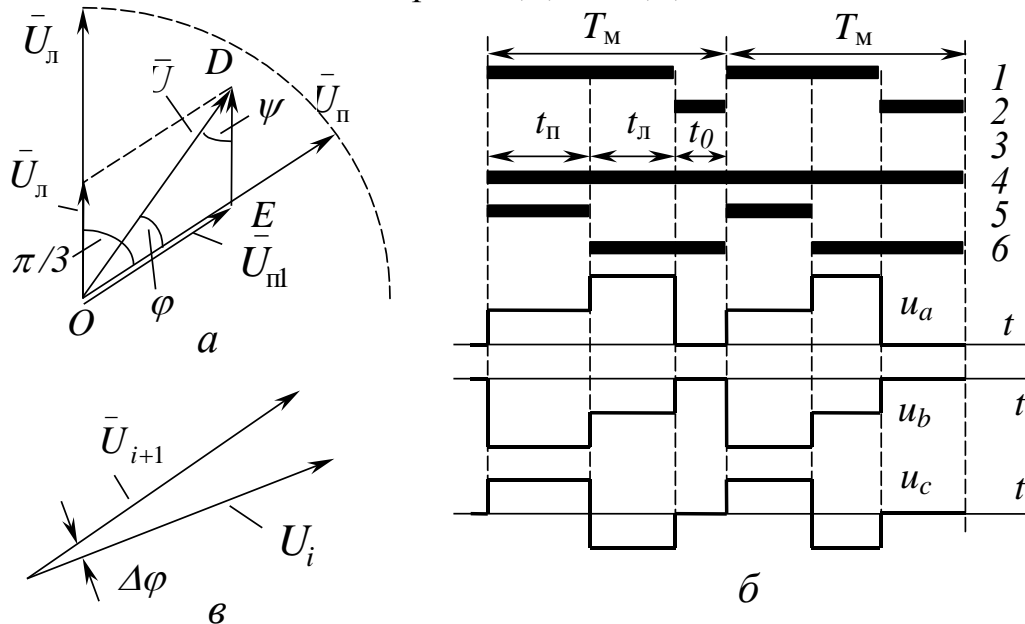


Рис. 3.69. До принципу ШІМ просторового вектора

Просторовий вектор напруги отримаємо шляхом усереднення найближчих до нього правого \bar{U}_{π} та лівого \bar{U}_{π} базових векторів (задають положення), а також нульового вектора (задає модуль). У різних секторах роль правого та лівого векторів виконують різні базові вектори.

Період модуляції T_M складається з трьох інтервалів:

- інтервалу тривалістю t_{π} , протягом якого формується найближчий правий базовий вектор \bar{U}_{π} ;
- інтервалу тривалістю t_{π} , протягом якого формується найближчий лівий базовий вектор \bar{U}_{π} ;
- інтервалу тривалістю t_0 , протягом якого формується нульовий вектор.

Тривалості формування правого та лівого векторів пропорційні модулям складових $\bar{U}_{\pi 1}$ і $\bar{U}_{\pi 1}$ просторового вектора:

$$\frac{t_{\pi}}{U_{\pi 1}} = \frac{t_{\pi}}{U_{\pi 1}}. \quad (3.7)$$

З векторного трикутника ODE (рис. 3.69,а) знайдемо складові просторового вектора через його модуль U та фазу φ відносно правого базового вектора:

$$U_{\pi 1} = U \frac{\sin \varphi}{\sin(2\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin \varphi; \quad (3.8)$$

$$U_{\text{п1}} = U \frac{\sin \varphi}{\sin(2\pi/3)} = U \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin(2\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin(\pi/3 - \varphi). \quad (3.9)$$

Середні за період модуляції модулі правого, лівого та сумарного векторів

$$U_{\text{пс}} = U_m t_{\text{п}} / T_M = U_m \gamma_{\text{п}};$$

$$U_{\text{лс}} = U_m t_{\text{л}} / T_M = U_m \gamma_{\text{л}};$$

$$U = \sqrt{U_{\text{пс}}^2 + U_{\text{лс}}^2 + 2U_{\text{пс}}U_{\text{лс}} \cos \frac{\pi}{3}} = U_m \sqrt{\gamma_{\text{п}}^2 + \gamma_{\text{л}}^2 + \gamma_{\text{п}}\gamma_{\text{л}}},$$

де $\gamma_{\text{п}} = t_{\text{п}} / T_M$, $\gamma_{\text{л}} = t_{\text{л}} / T_M$ – шпаруватості правого та лівого базових векторів, U_m – модуль базового вектора.

Використавши (3.7)...(3.9), з останнього виразу отримаємо:

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{л}} &= \frac{U}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right) + 1}} = \frac{U}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2(\pi/3 - \varphi)}{\sin^2 \varphi} + \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin \varphi} + 1}} = \\ &= \frac{U \sin \varphi}{U_m \sqrt{\sin^2(\pi/3 - \varphi) + \sin(\pi/3 - \varphi) \sin \varphi + \sin^2 \varphi}}. \end{aligned}$$

Оскільки вираз під радикалом за будь-якого φ дорівнює 3/4, остаточно маємо

$$\gamma_{\text{л}} = \frac{2U \sin \varphi}{U_m \sqrt{3}}. \quad (3.10)$$

Так само

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{п}} &= \frac{U}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{\text{л1}}}{U_{\text{п1}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{л1}}}{U_{\text{п1}}}\right) + 1}} = \frac{U}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2 \varphi}{\sin^2(\pi/3 - \varphi)} + \frac{\sin \varphi}{\sin(\pi/3 - \varphi)} + 1}} = \\ &= \frac{U \sin(\pi/3 - \varphi)}{U_m \sqrt{\sin^2(\pi/3 - \varphi) + \sin(\pi/3 - \varphi) \sin \varphi + \sin^2 \varphi}} = \frac{2U \sin(\pi/3 - \varphi)}{U_m \sqrt{3}}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Шпаруватість нульового базового вектора

$$\gamma_0 = 1 - (\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}) = 1 - \frac{2U}{U_m \sqrt{3}} \left[\sin \varphi + \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi \right) \right]. \quad (3.12)$$

Тривалість інтервалу t_0 не повинна бути негативною. Тому з урахуванням виразу (3.12) амплітуда вихідної фазної напруги обмежується рівнем

$$U \leq U_{\text{мм}} = \frac{U_m}{1 + \frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}} \sqrt{\left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right) + 1}. \quad (3.13)$$

Права частина нерівності (3.13) сягає максимуму, коли $U_{\text{п1}} = U_{\text{л1}}$ (тобто коли $\varphi = \pi/6$). При цьому

$$U_{mm} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m = \frac{U_d}{\sqrt{3}},$$

а коефіцієнт використання АІН за напругою

$$k_{\text{вн}} = 1/\sqrt{3} = 0,577.$$

Таким чином, амплітуда вихідної напруги, хоча й не може досягти рівня $\frac{2}{3}U_d$,

як в АІН з амплітудною модуляцією, однак більша, ніж за вертикального керування. Завдяки цьому тією ж самою схемою до навантаження може бути передана більша потужність.

З урахуванням щойно отриманого виразу для U_{mm} співвідношення

$$\frac{U}{U_m} = \frac{U}{U_{mm}} \cdot \frac{U_{mm}}{U_m} = \mu \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Тоді вирази (3.10)...(3.12) отримують вигляд

$$\gamma_{\text{л}} = \mu \sin \varphi; \tag{3.14}$$

$$\gamma_{\text{п}} = \mu \sin(\pi/3 - \varphi); \tag{3.15}$$

$$\gamma_0 = 1 - \gamma_{\text{л}} - \gamma_{\text{п}} = 1 - \sin \varphi - \sin(\pi/3 - \varphi). \tag{3.16}$$

Залежності (3.14)...(3.16) в інтервалі $0 < \varphi < \pi/3$ для двох глибин модуляції зображені на рис. 3.70.

Шпаруватості роботи фаз отримаємо з урахуванням того, що в кожному з шести секторів перемикання від правого до лівого векторів здійснюється ключами різних фаз. У табл. 3.6 зведені формули, за якими треба розраховувати шпаруватості у разі використання різних нульових векторів. Залежності шпаруватостей від кута повороту просторового вектора наведені на рис. 3.71.

Таблиця 3.6

Формули для розрахунку шпаруватостей

	<i>I</i>	<i>II</i>	<i>III</i>	<i>IV</i>	<i>V</i>	<i>VI</i>	Нульовий вектор
γ_a	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}}$	0	0	$\gamma_{\text{л}}$	246
γ_b	0	$\gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}}$	0	246
γ_c	$\gamma_{\text{п}}$	0	0	$\gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}$	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}$	246
γ_a	1	1	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_0$	γ_0	γ_0	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_0$	135
γ_b	γ_0	$\gamma_{\text{л}} + \gamma_0$	1	1	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_0$	γ_0	135
γ_c	$\gamma_{\text{п}} + \gamma_0$	γ_0	γ_0	$\gamma_{\text{л}} + \gamma_0$	1	1	135

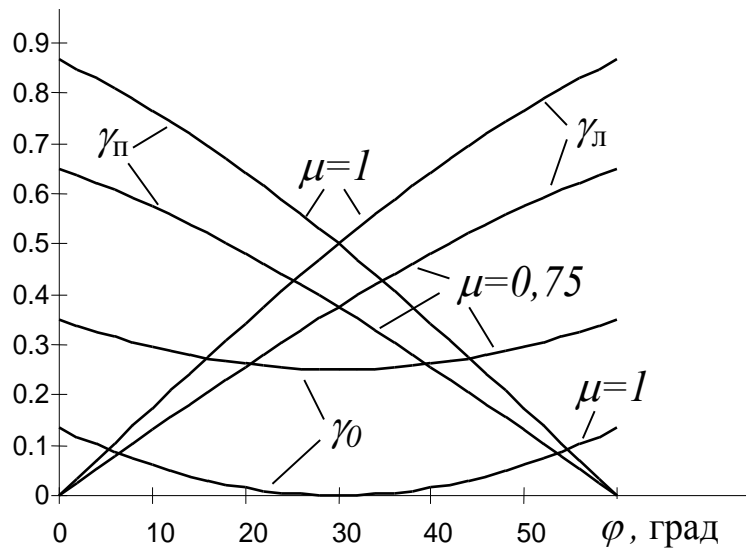


Рис. 3.70. До розрахунку тривалостей інтервалів

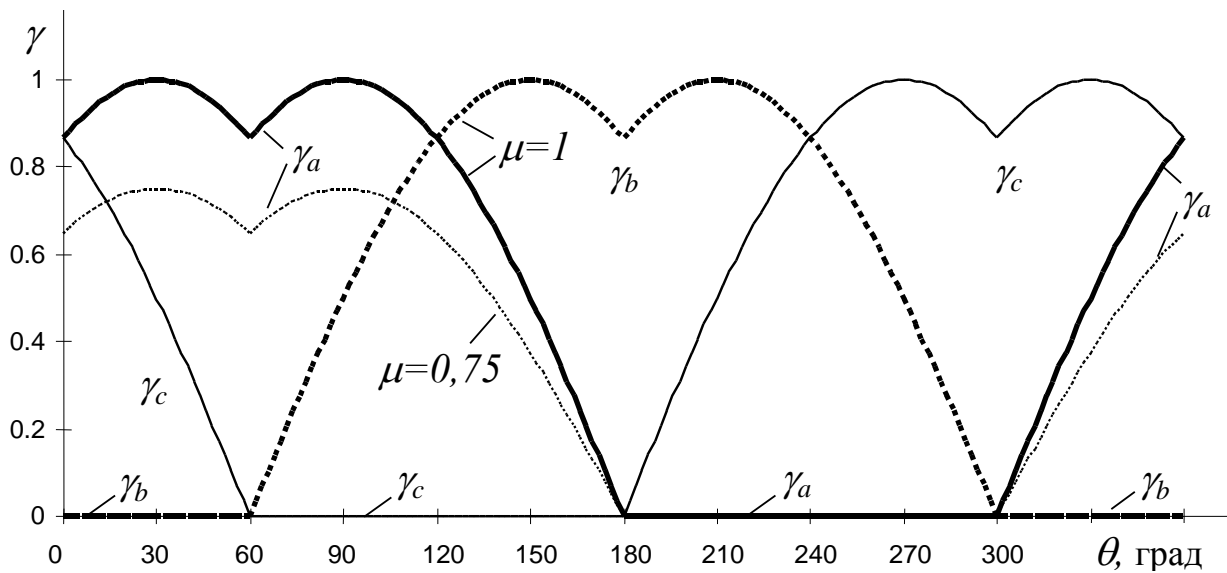


Рис. 3.71. Шпаруватості фаз

Крім тривалості інтервалів $t_{\text{п}}$, $t_{\text{л}}$, t_0 , важлива також їх послідовність. Найпростішими послідовностями будуть $t_{\text{п}}-t_{\text{л}}-t_0$ (алгоритм ПЛ0) або зворотна послідовність (алгоритм ЛП0), ідентичні за своїми властивостями. У цих алгоритмах може бути використаний будь-який із двох нульових векторів.

На рис. 3.69,б зображені діаграми роботи ключів та миттєві фазні напруги для сектора I (протягом двох періодів модуляції з двома різними модулями просторового вектора). Діаграми вмикання ключів за алгоритмом ПЛ0 для всіх секторів зведені у табл. 3.7.

Як видно з табл. 3.7, у кожному з секторів перемикаються ключі двох фаз. Протягом періоду модуляції відбувається чотири комутації ключів та три комутації фазної напруги (див. рис. 3.69,б). Завдяки цьому частота перемикання ключів порівняно з синусоїдальною ШІМ менша. Таким чином, модуляція просторового вектора забезпечує не тільки краще використання АІН за напругою ($k_{\text{вн}} = 1/\sqrt{3}$), ніж вертикальне керування, а й полегшений режим роботи ключів.

Таблиця 3.7.

Порядок роботи ключів (алгоритм ПЛ0)

Ключі	Сектори та інтервали																	
	I			II			III			IV			V			VI		
	$t_{\text{п}}$	$t_{\text{л}}$	t_0	$t_{\text{п}}$	$t_{\text{л}}$	t_0	$t_{\text{п}}$	$t_{\text{л}}$	t_0	$t_{\text{п}}$	$t_{\text{л}}$	t_0	$t_{\text{п}}$	$t_{\text{л}}$	t_0	$t_{\text{п}}$	$t_{\text{л}}$	t_0
1	+	+		+	+	+	+					+					+	+
2			+					+	+	+	+		+	+	+	+		
3				+	+	+	+	+		+	+	+	+					+
4	+	+	+	+					+					+	+	+	+	+
5	+					+					+	+	+	+		+	+	+
6		+	+	+	+		+	+	+	+					+			

Кут повороту узагальненого вектора $\varphi = \int \omega dt$ визначається заданою відповідною частотою АІН ω . Унаслідок кінцевого рівня частоти модуляції най-

менший приріст кута (тобто його дискрета, рис. 3.69,в) пропорційний періоду модуляції $\Delta\varphi = \omega T_m$.

Використання швидкодіючих ключів забезпечує високу частоту модуляції (10 кГц та вище). Тому навіть на вихідній частоті 50 Гц дискрета кута $\Delta\varphi \approx 0,2^\circ$ і якість формування вихідних напруг досить висока. Таким чином, алгоритм керування трифазним АІН із ШІМ протягом одного періоду модуляції такий:

- розраховується поточний кут повороту просторового вектора напруги $\theta = \int \omega dt$;
- визначається номер сектора, в якому розташований цей вектор:

$$N = \text{int} \left(\frac{\theta}{\pi/3} \right) + 1;$$
- виходячи з номера сектора визначаються правий та лівий базові вектори, а також фаза відносно правого вектора $\varphi = \theta - 2\pi(N-1)$;
- розраховуються тривалості інтервалів $t_{\text{п}}$, $t_{\text{л}}$, t_0 , згідно з формулами (3.10), (3.11), (3.12) та реалізується відкривання ключів згідно з табл. 3.7 відповідно до обраного сектора;
- дається приріст $\Delta\theta$ куту повороту та повторюються означені вище дії.

Є певні обмеження на можливість реалізації заданого вектора напруги. По-перше, не може бути реалізований вектор, довший за $U_{mm} = U_d / \sqrt{3}$. На рис. 3.72 коло 2 має радіус U_{mm} . Воно вписане в правильний шестикутник 1, натягнутий на зірку базових векторів. По-друге, треба враховувати обмеження на шпаруватість роботи ключів. Наближення заданого вектора напруги до лівого базового означає, що інтервал $t_{\text{п}}$ та тривалість роботи ключа 5 (див. рис. 3.69,б) наближаються до нуля. Щоб ключ 6 встиг протягом інтервалу $t_{\text{п}}$ поновити свої запірні властивості, треба, щоб $t_{\text{п}} > t_{gq}$. Так само збільшення амплітуди заданого вектора призводить до необмеженого зменшення інтервалу t_0 та тривалості роботи ключа 2. Щоб ключ 1 так само встиг протягом інтервалу t_0 поновити свої запірні властивості, треба, щоб $t_0 > t_{gq}$. Тому мінімальний модуль вектора $|\bar{U}_{\text{пл}}| \geq |\bar{U}_{\text{мін}}| = U_m t_{gq} / T_m$, а кути φ , близькі до $\pi/3$ та модулі, близькі до U_{mm} , не можуть бути реалізовані (обмеження на максимальну амплітуду показане на рис. 3.72 колом 3, а на кут – прямими 4). Зображені

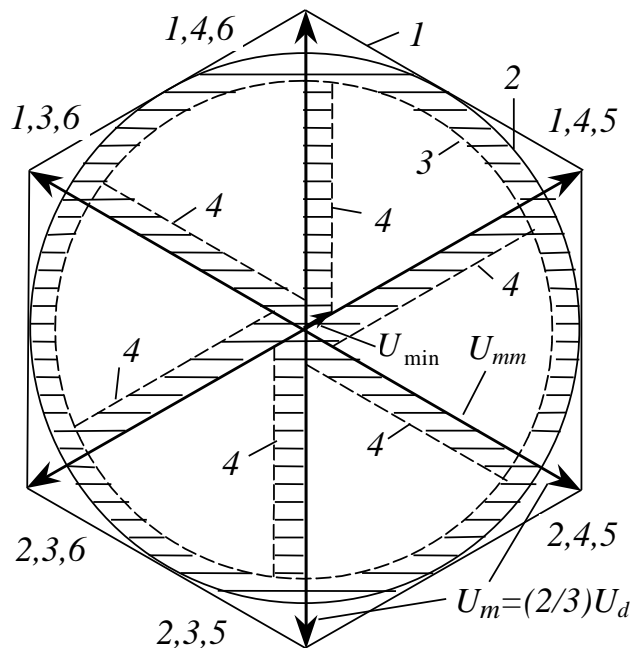


Рис. 3.72. Зони, в яких неможливе формування просторового вектора напруги

на рис. 3.72 заборонені зони, звичайно, перебільшені для наочності. Унаслідок цього діапазон регулювання амплітуди вихідної напруги АІН звужується (амплітуди, менші від U_{\min} та близькі до U_{\max} , взагалі неможливі), а поблизу базових векторів неминучий фазовий стрибок просторового вектора (найбільший при малих амплітудах).

Таблиця 3.8

Діаграми роботи ключів (алгоритм ЛПЛЮ)

	Сектори та інтервали																							
	I				II				III				IV				V				VI			
	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0
1	+	+	+		+	+	+	+		+						+					+		+	+
2				+					+		+	+	+	+	+		+	+	+	+		+		
3					+		+	+	+	+	+			+	+	+		+						+
4	+	+	+	+		+						+					+		+	+	+	+	+	
5		+											+		+	+	+	+	+		+	+	+	+
6	+		+	+	+	+	+		+	+	+	+		+						+				

Якщо лише розсунути в часі моменти вмикання ключів 1 та 5 на рис. 3.69,б, отримаємо алгоритм ЛПЛЮ (табл. 3.8 та рис. 3.73), за яким здійснюється додаткова комутація фазної напруги на періоді модуляції та покращується її гармонійний склад.

Наявність обмежень на тривалість закритого стану ключа призводить до появи таких самих заборонених зон, як і для алгоритму ПЛЮ (рис. 3.72).

Якщо треба отримати дуже малі вихідні напруги, використовують більш складний алгоритм ОПЛЮЛП, який має шість комутацій за період модуляції. На рис. 3.74 зображені діаграми роботи ключів та фазні напруги для великих вихідних напруг (ліва частина) та для малих (права). У цьому алгоритмі протягом періоду модуляції використовуються обидва нульові стани, а також перемикаються ключі всіх трьох фаз. Для вихідних напруг, близьких до U_{\max} , він має таку саму заборонену зону, як і розглянуті алгоритми (на лівій частині рис. 3.74 – унаслідок обмеження на мінімальну тривалість закритого стану ключів 1 та 6).

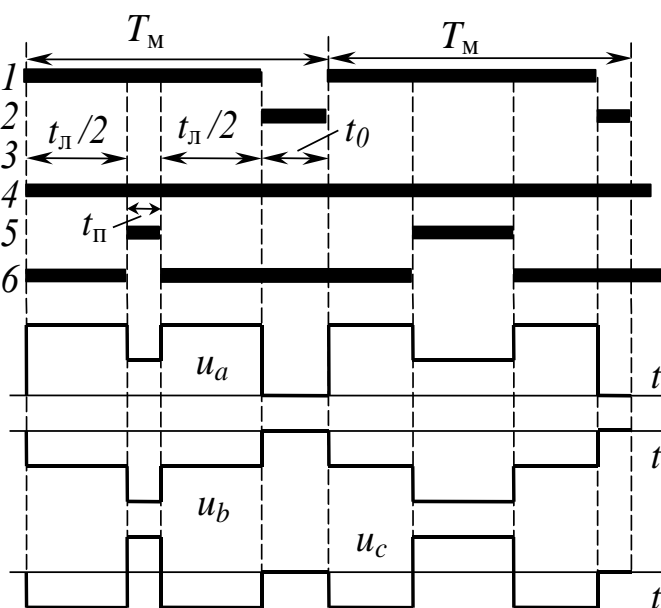


Рис. 3.73. Алгоритм ЛПЛЮ

Оскільки малі напруги реалізуються зі шпаруватістю роботи всіх ключів, близькою до 0,5, може бути отримана найменша вихідна напруга, а заборонені зони поблизу базових векторів (рис. 3.72) відсутні.

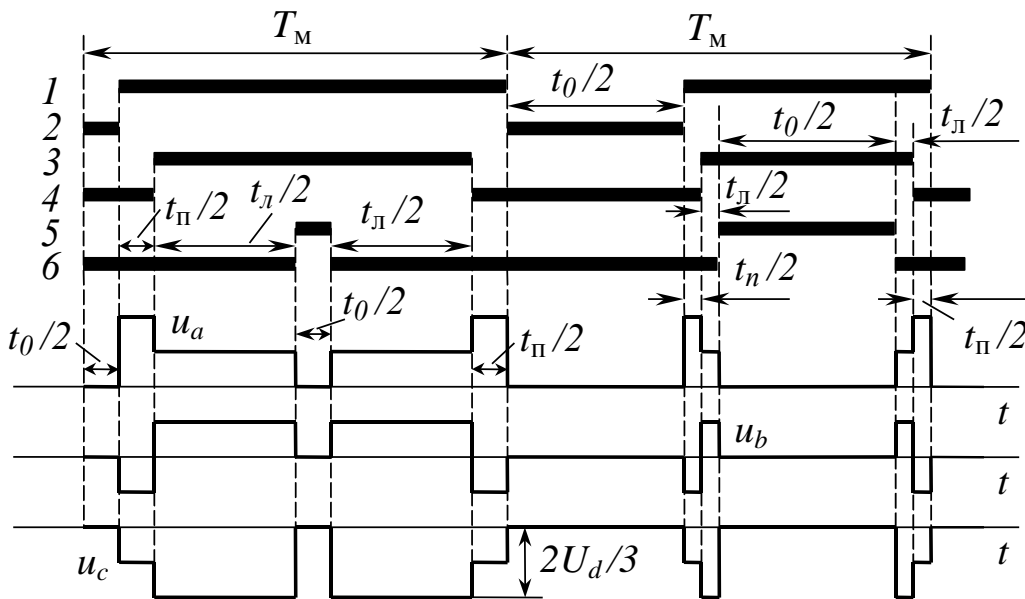


Рис. 3.74. Алгоритм ОПЛЮЛП

За алгоритму ОПЛЮЛП ключі кожної фази перемикаються одноразово протягом періоду модуляції, однак внаслідок зсуву моментів комутації в інших фазах рівень фазної напруги змінюється шість разів. Щось подібне відбувається за використання почергового закону комутації у переривниках постійної напруги (п. 2.6). Для алгоритму характерна симетрія діаграми перемикачів відносно середини періоду модуляції.

Алгоритми векторної ШІМ можна реалізувати з використанням принципів вертикального керування. Якщо алгоритм несиметричний (як розглянуті спочатку), потрібна несиметрична (пилкоподібна) опорна напруга, для симетричних (як ОПЛЮЛП) – симетрична (трикутна). На рис. 3.75,а зображена функціональна схема системи керування для векторної ШІМ, яка за структурою нічим не відрізняється від такої для синусоїдальної ШІМ. Проте сигнали завдання на напруги фаз $u_{кА}$, $u_{кВ}$, $u_{кС}$ не є синусоїдами.

На рис. 3.75,б на фоні трикутної опорної напруги зображені завдання на напруги фаз та діаграми імпульсів керування ключами для одного з 6 секторів. Період модуляції складається з 7 інтервалів (ОПЛЮЛПЮ).

Завдання на напруги фаз із рис. 3.75,б:

$$u_{кА} = 2U_{опт}\gamma_a;$$

$$u_{кВ} = 2U_{опт}\gamma_b;$$

$$u_{кС} = 2U_{опт}\gamma_c,$$

де $\gamma_a = t_A/T_M$, $\gamma_b = t_B/T_M$; $\gamma_c = t_C/T_M$ – шпаруватості роботи фаз. Для кожного з секторів вони визначаються за табл. 3.6 шпаруватостями $\gamma_{п}$, $\gamma_{л}$, γ_0 , які в свою чергу, залежать від коефіцієнта модуляції μ та кута повороту φ вектора заданої напруги.

Оскільки сигнали $u_{кА}$, $u_{кВ}$, $u_{кС}$ пропорційні відповідним шпаруватостям, у функції часу вони змінюються подібно до кривих рис. 3.71. Такий спосіб керування доцільно реалізовувати за допомогою цифрових засобів, які б розраховували завдання на напруги фаз у функції μ та φ на кожному кроці керування.

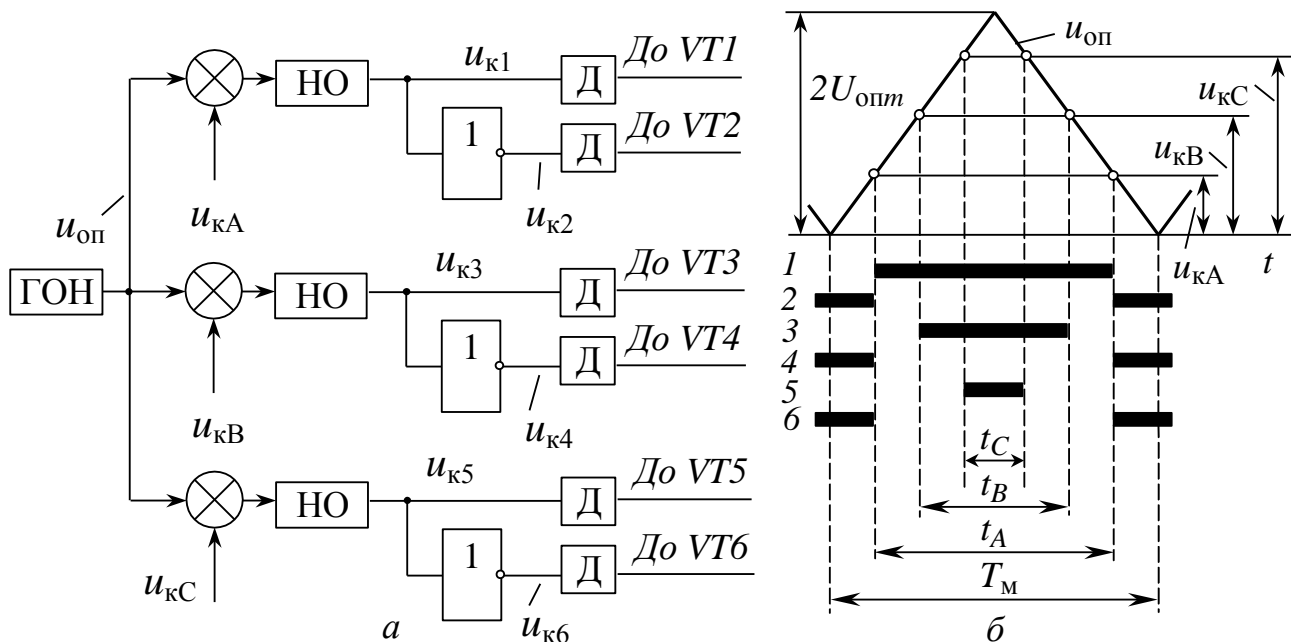


Рис. 3.75. Реалізація векторної ШІМ за принципом вертикального керування

Векторна ШІМ може бути реалізована і в багаторівневих інверторах. На рис. 3.76 подані діаграми станів трифазних АІН (подібні до рис. 3.36,б) з однаковими напругами ланки постійного струму: а – звичайного трифазного моста за схемою рис. 3.8; б – трифазного трирівневого АІН за рис. 3.51 або складеного за схемою рис. 3.65 з одним однофазним мостом у фазі навантаження; в – складеного за схемою рис. 3.65 з двома мостами у фазі. Як видно, ускладнення схеми АІН має наслідком збільшення кількості можливих його станів.

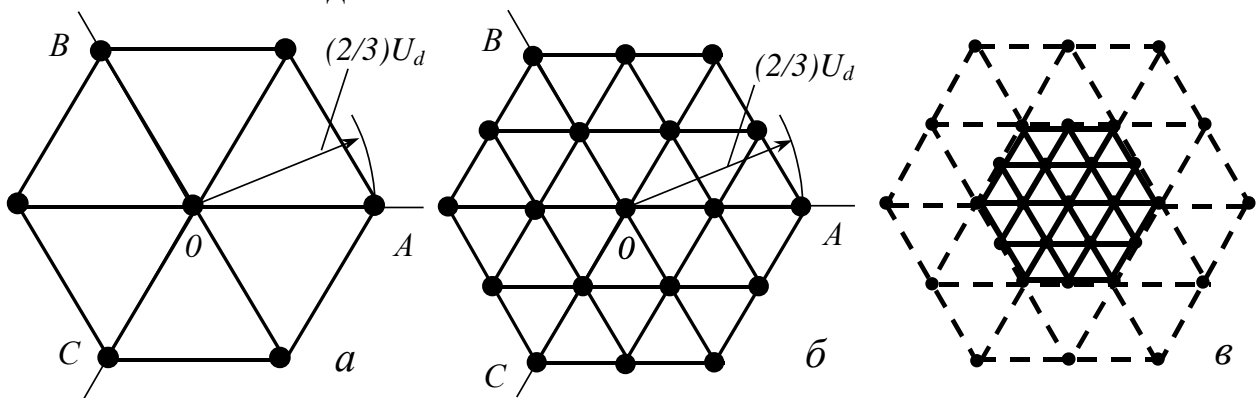


Рис. 3.76. Діаграми станів АІН

Сусідні стани утворюють правильні трикутники (симплекси). Для керування звичайним трифазним мостом у розглянутих вище алгоритмах векторної ШІМ необхідно по черзі використовувати сусідні стани інвертора, які належать до одного симплекса. Особливістю звичайного трифазного моста є те, що нульовий стан (т.0 на рис. 3.76,а) належить усім симплексам. У більш складних схемах з'являються периферійні шари симплексів, до складу яких нульовий

стан не входить. Крім того, наявні стани з меншими амплітудами векторів напруги.

Так само, як у вже розглянутих алгоритмах, для реалізації векторної ШІМ тут також необхідно чергувати стани одного з симплексів. Нехай заданий вектор напруги \bar{U}_3 потрапив усередину довільного симплексу $S_1S_2S_3$, зображеного на рис. 3.77. Щоб вихідна напруга АІН дорівнювала заданій, треба вмикати стани S_1 , S_2 та S_3 з напругами U_1 , U_2 та U_3 протягом таких інтервалів часу t_1 , t_2 , t_3 , щоб вектор середньої вихідної напруги

$$\bar{U}_{\text{ср}} = \frac{\bar{U}_1 t_1 + \bar{U}_2 t_2 + \bar{U}_3 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}$$

збігався з заданим.

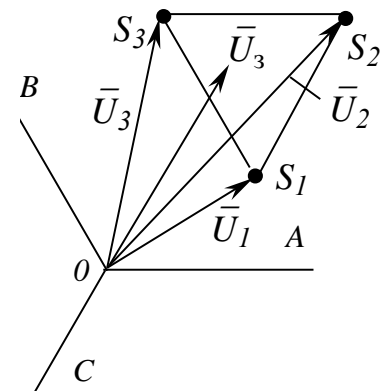


Рис. 3.77
До векторної ШІМ у складених АІН

3.13. Релейне керування вихідним струмом трифазних інверторів напруги

В автоматизованих електроприводах із метою забезпечення високої швидкодії та точності регулювання перетворювачі енергії (інвертори в тому числі) охоплюють зворотним зв'язком за вихідним струмом. Одним із варіантів регуляторів струму є релейний регулятор, для якого характерні найбільша швидкодія та нечутливість до збурень різного роду. Вихідний сигнал релейного регулятора не може змінюватися плавно і має лише два рівні: негативний та позитивний. Такий характер сигналу відповідає дискретній природі ключових перетворювачів енергії. Статична характеристика (залежність вихідного сигналу від вхідного) релейного регулятора струму (PPC) зображена на рис. 3.78,б. Вона має гістерезис шириною 2Δ . Якщо вхідний сигнал PPC позитивний та більший від Δ , його вихідний сигнал позитивний, якщо вхідний сигнал негативніший за Δ , вихідний сигнал також стає негативним.

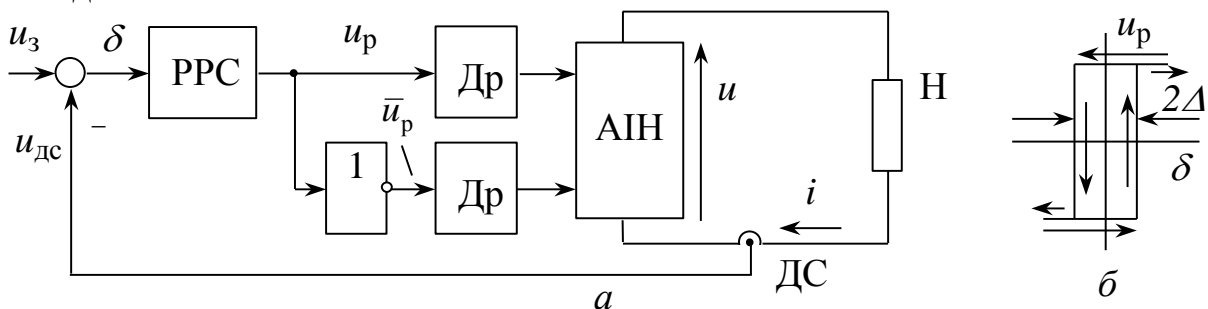


Рис. 3.78. Релейний контур струму

До входу PPC подають похибку регулювання струму δ , яка є різницею між задавальною напругою u_3 (наприклад, синусоїдальної форми) і напругою $u_{\text{дс}}$ датчика вихідного струму АІН. Якщо вихідний логічний сигнал PPC позитивний (логічна одиниця), він через драйвер (рис. 3.78,а) надходить до тих ключів інвертора, які подають позитивну напругу до навантаження (наприклад, ключі $VS1$, $VS4$ схеми рис. 3.2). Ключі, які подають до навантаження негативну напругу, вмикаються, коли на виході PPC присутній логічний нуль. Тому за си-

нусоїдального задавального сигналу вихідний струм АІН коливатиметься навколо синусоїди в межах $\pm\Delta$ (рис. 3.79), а вихідна напруга АІН має форму, характерну для широтно-імпульсної модуляції.

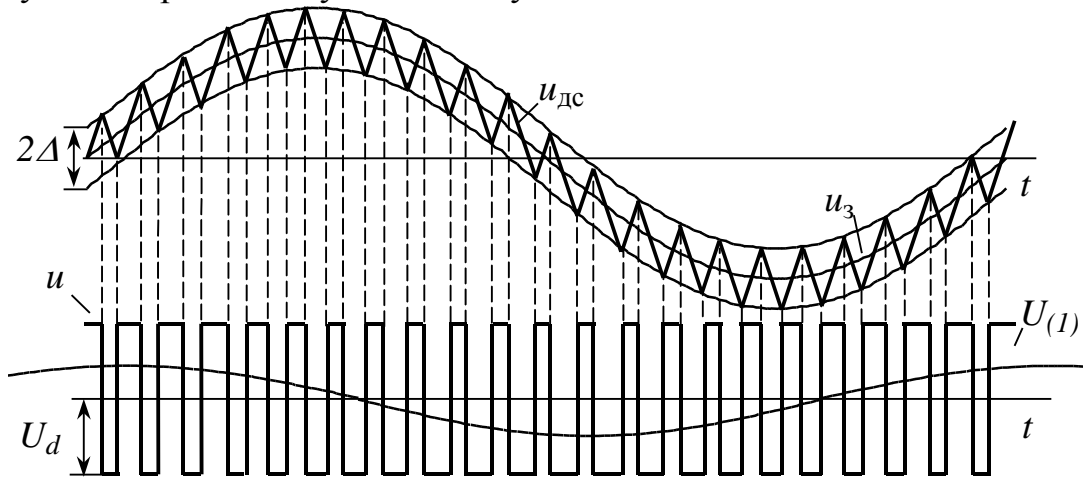


Рис. 3.79. Робота релейного контуру струму

Для керування трифазними інверторами необхідно застосувати три релейні регулятори (рис. 3.80), кожний з яких відпрацьовує синусоїдальне завдання на фазний струм, відкриваючи поперемінно два ключі своєї фази. Завдання на фазні струми, звичайно, зсунуті у часі один від одного на $1/3$ періоду:

$$\begin{aligned} u_{3A} &= U_{zm} \sin 2\pi f_3 t; \\ u_{3B} &= U_{zm} \sin(2\pi f_3 t - 2\pi/3); \\ u_{3C} &= U_{zm} \sin(2\pi f_3 t - 4\pi/3), \end{aligned}$$

де f_3 – задана частота вихідного струму; U_{zm} – завдання на амплітуду фазного струму.

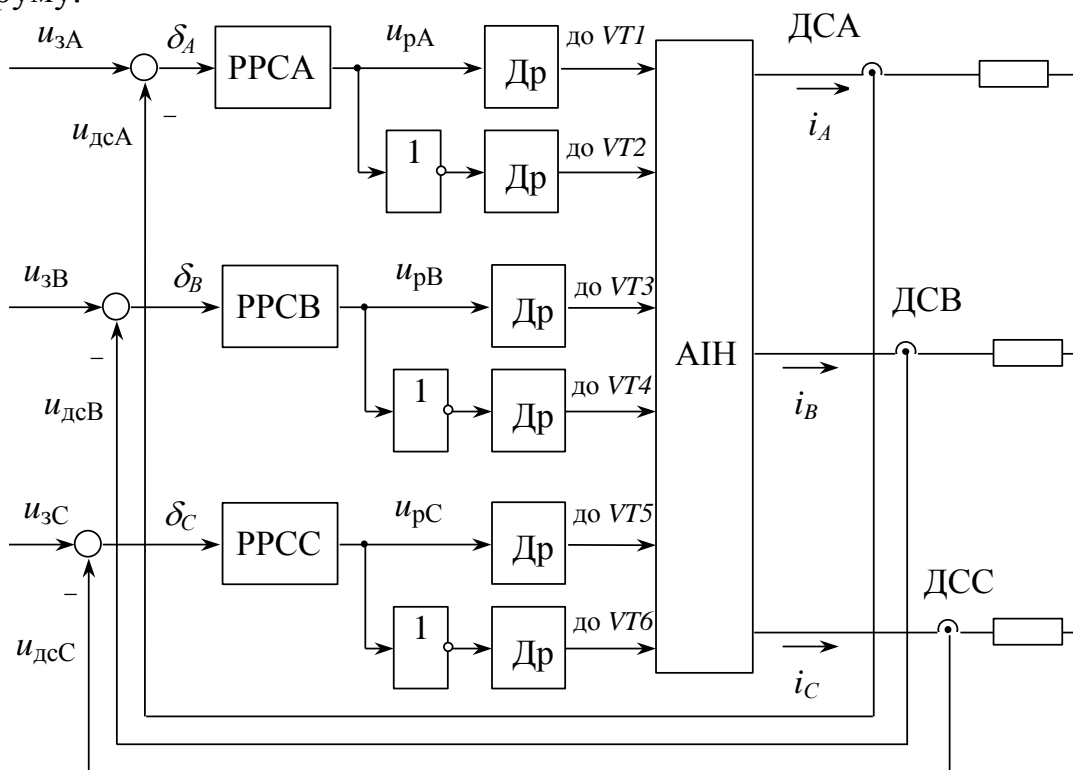


Рис. 3.80. Релейні регулятори фазних струмів трифазного АІН

У подібних структурах фазні струми регулюються незалежно один від одного, внаслідок чого не завжди обирається той стан інвертора, який забезпечує найшвидшу зміну амплітуди та положення узагальненого вектора струму. Це призводить до певного збільшення частоти перемикань ключів. Крім того, максимальна фазна напруга, як і за синусоїдальної ШІМ, не перевищує $U_d/2$.

Більш повного використання інвертора можна досягти шляхом регулювання не окремих фазних струмів, а просторового вектора вихідного струму. У цьому підході є багато спільного з принципом модуляції просторового вектора напруги, розглянутим у п. 3.12. Основні риси такого способу керування наступні:

- навколо кінця узагальненого вектора заданого струму призначається допустима область (ДО), усередині якої модуль похибки регулювання вектора струму не перевищує Δ (ДО переміщується синхронно з вектором заданого струму);
- якщо модуль похибки за струмом перевищує Δ , здійснюється зміна стану АІН (яка саме, буде показано нижче);
- якщо модуль похибки менший за Δ , стан АІН не змінюється.

На рис. 3.81,а зображені базові вектори U_1, \dots, U_6 вихідної напруги АІН, які відповідають шести його ненульовим станам. Кожний із векторів розташований у центрі сектора розміром 60° , який надалі називатимемо його сектором притягання (межі секторів позначені штриховими лініями).

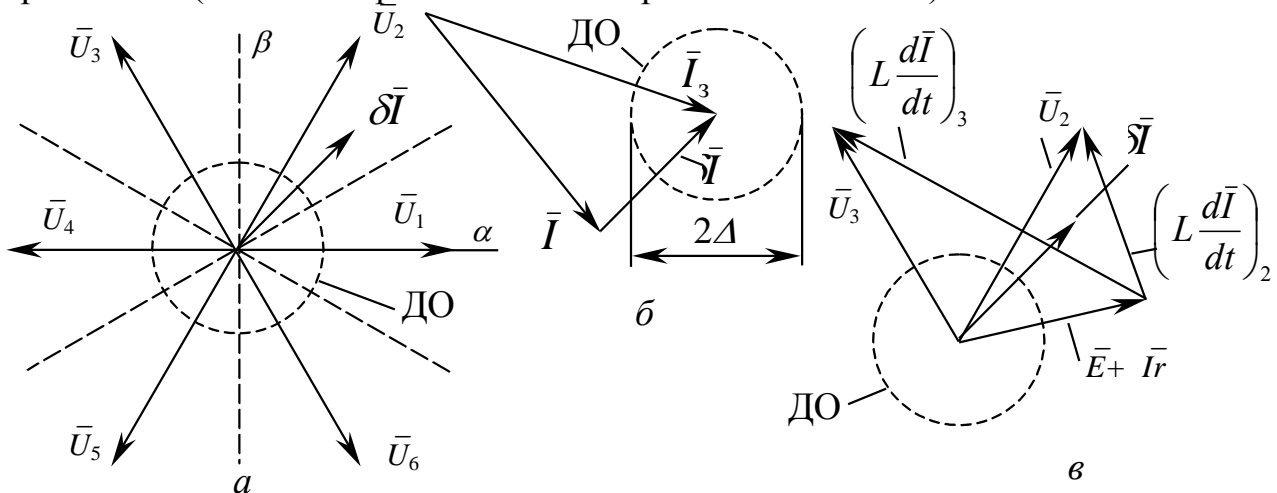


Рис. 3.81. До принципу модуляції просторового вектора струму трифазного АІН

Виходячи з інформації про похибки фазних струмів

$$\delta i_A = i_{3A} - i_A;$$

$$\delta i_B = i_{3B} - i_B;$$

$$\delta i_C = i_{3C} - i_C$$

визначається узагальнений вектор похибки за струмом

$$\delta \bar{I} = \frac{2}{3} (\delta i_A e^{j0} + \delta i_B e^{j2\pi/3} + \delta i_C e^{j4\pi/3}),$$

який є різницею між векторами заданого \bar{I}_3 та дійсного \bar{I} струмів (рис. 3.81,б).

Якщо вектор похибки пересунути паралельно самому собі до діаграми вихідних напруг (рис. 3.81,а), він опиниться в секторі притягання одного з векторів вихідної напруги (на рис. 3.81,а це сектор вектора \bar{U}_2). З рис. 3.81,б видно, що найшвидшим способом скорочення вектора похибки струму $\delta \bar{I}$ до дов-

жини Δ є переміщення кінця вектора струму \bar{I} вздовж вектора похибки $\delta\bar{I}$ до допустимої області ДО. Здійснити це можна, ввімкнувши той чи інший стан інвертора. Найкращим із станів буде той, що забезпечить найшвидше скорочення вектора похибки. Оцінити швидкість зміни вектора струму можна за допомогою похідної узагальненого вектора струму

$$\frac{d\bar{I}}{dt} = \frac{\bar{U}_i - (\bar{E} + \bar{I}r)}{L},$$

а точніше – його проекції на вісь вектора похибки. На рис. 3.81,в для прикладу наведені сумарний вектор $\bar{E} + \bar{I}r$ ЕРС навантаження та спаду напруги в його активному опорі, а також два вектори вихідних напруг АІН. Можна бачити, що використання стану АІН, що відповідає вектору \bar{U}_2 , забезпечує переміщення кінця вектора струму до центру ДО (проекція вектора $L(d\bar{I}/dt)_2$ на вісь похибки позитивна). Навпаки, подавання до навантаження напруги \bar{U}_3 призведе до збільшення похибки, оскільки проекція вектора $L(d\bar{I}/dt)_3$ на вісь похибки має протилежний знак. До подібного результату призведе порівняння стану №2 з іншими станами АІН (проекції відповідних векторів $L(d\bar{I}/dt)_i$ на вісь вектора похибки будуть менші або взагалі матимуть інший знак). Таким чином, той вектор напруги \bar{U}_2 , у секторі притягання якого розташований вектор похибки, забезпечує найшвидше зменшення похибки та її входження у межі допустимої області.

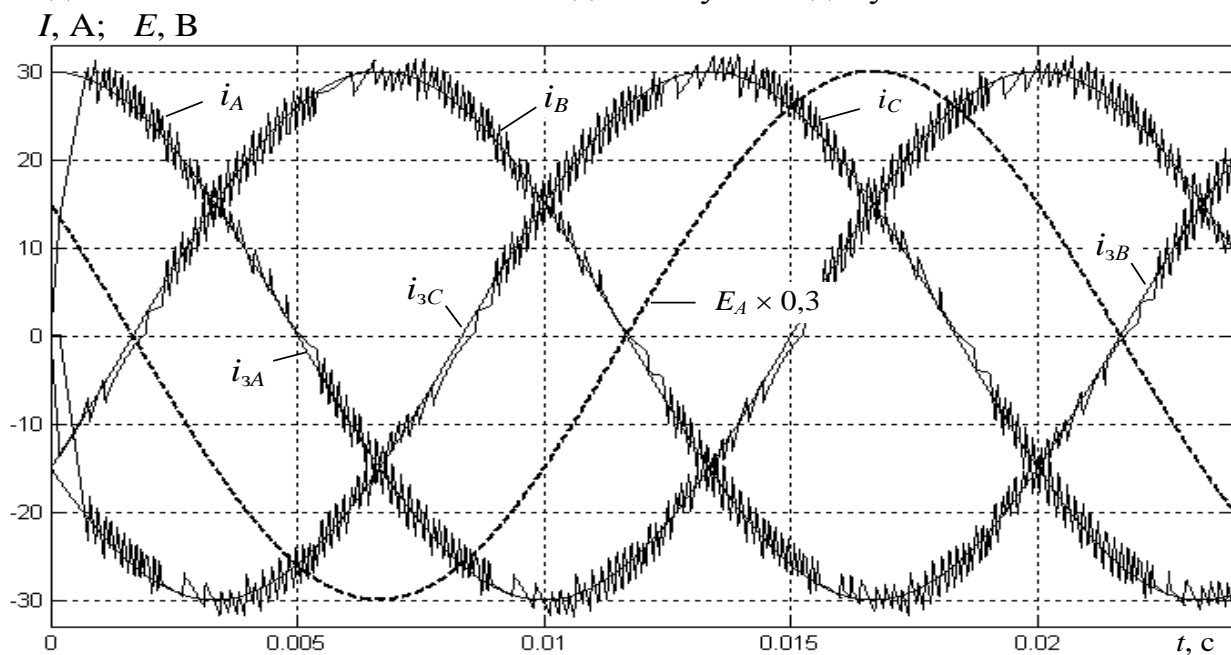


Рис. 3.82. Приклад діаграм заданих і дійсних фазних струмів

Протягом періоду вихідного струму вектор похибки проходить через усі сектори притягання, завдяки чому і відбувається послідовне перемикання станів АІН. Форма фазних струмів трифазного інвертора з *ERL*-навантаженням за такого алгоритму керування наведена на рис. 3.82, годографи (траєкторії кінців) векторів заданого та дійсного струмів, а також похибки регулювання – на рис. 3.83.

Існують різні варіанти розглянутого алгоритму, які відрізняються формою допустимої області та секторів притягання, можливістю використання нульових станів АІН [36...38].

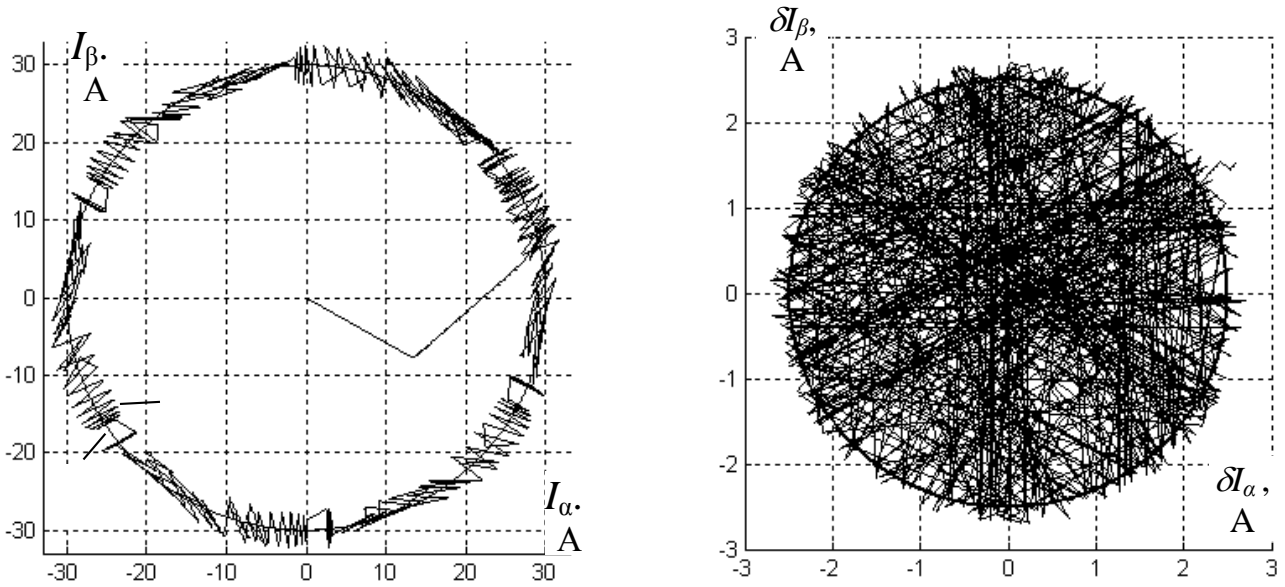


Рис. 3.83. Годографи заданого та дійсного векторів струму (а) і похибки регулювання струму (б)

Інший алгоритм релейного керування вихідним струмом трифазного інвертора напруги є спорідненим як із щойно розглянутим, так і з відомим алгоритмом прямого керування моментом (*Direct Torque Control, DTC*) двигуна змінного струму [40]. На відміну від попереднього алгоритму, система керування струмом реалізована не в нерухомій системі координат, пов'язаній зі статором, а в системі координат, яка обертається. Звичайно ця обертова система координат пов'язана з полем ротора двигуна. Відомо, що узагальнений вектор будь-якої трифазної змінної може бути поданий як векторна сума проєкцій у довільній системі координат. Так, на рис. 3.84,а показані проєкції вектора напруги \bar{U}_i на нерухомі осі $\alpha\beta$ та обертові dq . Перехід від однієї системи координат до іншої означає перехід від одних проєкцій до інших за відомими тригонометричними співвідношеннями з урахуванням кута θ між системами координат.

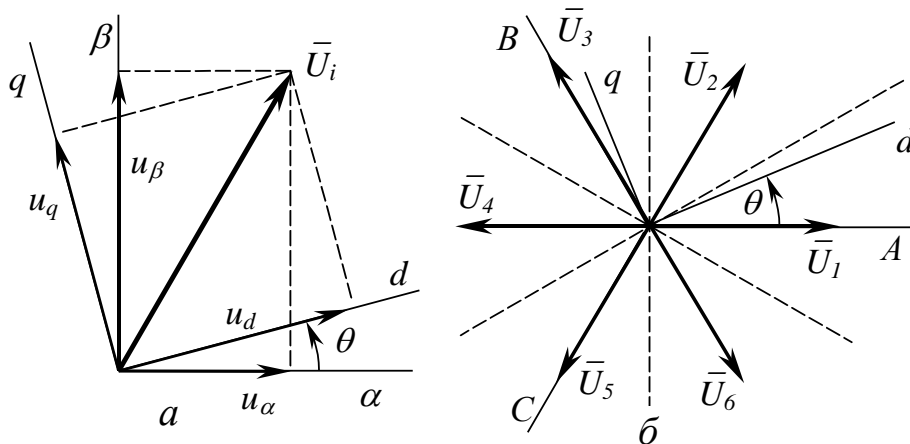


Рис. 3.84. До прямого керування струмом

На рис. 3.84,б система координат dq , подовжня вісь якої d збігається з подовжньою віссю поля ротора, зображена на фоні вже знайомих нам просторових векторів вихідної напруги АІН. Кут повороту θ цієї системи відносно нерухомого статора безперервно вимірюється спеціальним давачем або розраховується.

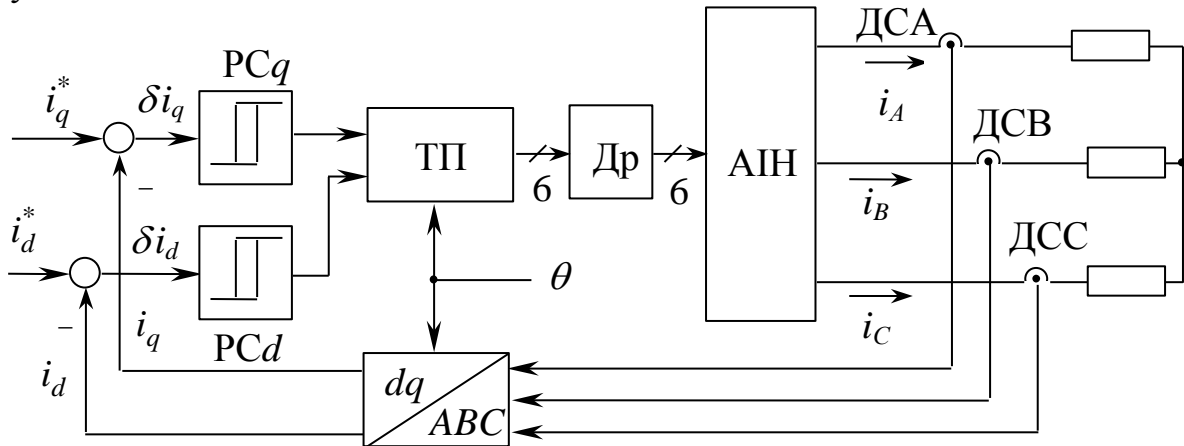


Рис. 3.85. Система прямого керування струмом трифазного АІН

Система керування (рис. 3.85) складається з двох релейних регуляторів струму (РС d та РС q) із невеликим гістерезисом Δ , які регулюють проекції струму на осі d та q . Завдання на струми i_d^* та i_q^* надходять від регуляторів зовнішніх контурів керування (відповідно потоку та швидкості). Поточні значення проекцій струму i_d та i_q визначаються за допомогою давачів фазних струмів та перетворювача координат ($ABC \rightarrow dq$).

Потрібний стан АІН обирається залежно від знаків похибок керування струмів i_d та i_q . Так, якщо похибка регулювання струму $\delta i_d = i_d^* - i_d > \Delta$, для збільшення проекції i_d необхідно обирати ті стани АІН, вектори напруги яких мають позитивні проекції на вісь d . Якщо вісь d розташована в секторі притягання вектора \bar{U}_1 (як на рис. 3.84,б), такими станами будуть \bar{U}_1 , \bar{U}_2 та \bar{U}_6 :

$$U_i = \begin{cases} U_1 \text{ або } U_2 \text{ або } U_6, & \text{якщо } \delta i_d > \Delta; \\ U_3 \text{ або } U_4 \text{ або } U_5, & \text{якщо } \delta i_d < -\Delta. \end{cases} \quad (4.17)$$

Так само для збільшення проекції струму i_q за такого розташування осі d обирають стани \bar{U}_2 або \bar{U}_3 , проекції яких на вісь q позитивні (вектор \bar{U}_4 не використовується, оскільки знак його проекції u_q залежить від положення осі d усередині сектора притягання):

$$U_i = \begin{cases} U_2 \text{ або } U_3, & \text{якщо } \delta i_q > \Delta; \\ U_5 \text{ або } U_6, & \text{якщо } \delta i_q < -\Delta. \end{cases} \quad (4.18)$$

Для одночасного керування обома проекціями струму умови (4.17) та (4.18) слід використовувати також одночасно (за логічною схемою «І»). Тоді сукупність знаків похибок за струмом однозначно визначатиме потрібний стан.

Варіанти вибору станів для всіх шести секторів наведені у табл. 4.8. Якщо ж обидві похибки не перевищують за модулем Δ , стан інвертора не змінюється.

Вибір станів у системі рис. 3.85 здійснює блок ТП (таблиця перемикань), результатом роботи якого є сукупність шести логічних сигналів керування ключами, які через драйвери Др надходять до інвертора.

З метою зниження частоти перемикань ключів для зменшення струму i_q (два останні рядки табл. 4.8) іноді використовують не стани, показані в таблиці, а нульові стани АІН (див. п. 3.12).

Таблиця 3.9

Вибір станів інвертора

δi_q	δi_d	Номери станів за розташування осі d у секторі:						
		1	2	3	4	5	6	у будь-якому (i)
$> \Delta$	$> \Delta$	2	3	4	5	6	1	$i+1$
$> \Delta$	$< -\Delta$	3	4	5	6	1	2	$i+2$
$< -\Delta$	$> \Delta$	6	1	2	3	4	5	$i-1$
$< -\Delta$	$< -\Delta$	5	6	1	2	3	4	$i-2$

Алгоритми прямого керування струмом, так само, як і алгоритм векторного релейного регулятора струму, призначені для мікропроцесорної реалізації.

Контрольні запитання

1. Хто за активно-індуктивного навантаження АІН відкритий протягом більш тривалого часу: тиристори чи зворотні діоди?
2. Звідки та куди направлений потік енергії одразу після закривання пари ключів однофазного мостового АІН?
3. Чому дорівнює середній вхідний струм АІН із суто індуктивним навантаженням?
4. Яким шляхом змінюється амплітуда та частота вихідної напруги АІН з амплітудною модуляцією?
5. У яких різновидах АІН можна міняти рівень вихідної напруги за незмінної вхідної?
6. Чому в інверторах із ШІМ зі зменшенням основної частоти за незмінної частоти модуляції покращується форма струму?
7. Як частота коливань вхідного струму одно- та трифазного мостових АІН пов'язана з частотою вихідної напруги?
8. Скільки разів за період вихідної напруги відбувається чергова комутація ключів у трифазному АІН з амплітудною модуляцією?
9. Яким шляхом протікає струм фази A трифазного АІН (рис. 3.8) одразу після закривання ключа $VS2$?
10. Коли при роботі АІН на машину змінного струму тривалість роботи тиристорів найменша: якщо машина працює в режимі двигуна, рекуперативному чи в режимі ідеального холостого ходу?
11. Чому при роботі електричної машини в режимі рекуперації (рис. 3.18) вихідний струм АІН одразу після чергової комутації змінюється повільніше, ніж у режимі двигуна (рис. 3.16)?

12. Чому для передачі від АІН до мережі змінного струму рекуперованої енергії потрібен ведений мережею інвертор?
13. Який тиристор треба відкрити, щоб закрити $VS4$ у трифазному АІН із міжфазною комутацією (рис. 3.19) і яким шляхом протікатиме комутаційний струм?
14. Чи можуть бути реалізовані у трифазних АІН із пофазною та спільною комутацією алгоритми керування з $\lambda=180^\circ$ та $\lambda=120^\circ$?
15. Чи може бути реалізована у трифазних АІН із міжфазною, пофазною та спільною комутацією широтно-імпульсна модуляція вихідної напруги?
16. Якими шляхами протікатимуть фазні струми трифазного АІН одразу після закривання $VS1$, якщо відкриті також $VS4$ та $VS6$? Чому в цій ситуації дорівнюватимуть вихідні фазні напруги?
17. Якими шляхами протікатимуть фазні струми трифазного АІН одразу після одночасного закривання $VS1$, $VS4$ та $VS6$? Чому в цій ситуації дорівнюватимуть вихідні фазні напруги?
18. До яких позитивних та негативних наслідків призводить збільшення частоти синусоїдальної ШІМ в інверторах?
19. Струмові якої фази дорівнюватиме вхідний струм $i_{\text{вх0}}$ трифазного трирівневого АІН ($\lambda_{\text{кр}} = 150^\circ$) одразу після закривання ключа $VS5$?
20. З якої мінімальної кількості яких транзисторних модулів рис. 1.17 можна зібрати схему трифазного трирівневого інвертора рис. 3.53?
21. Яка з форм вихідної напруги однофазного АІН має більший коефіцієнт гармонік напруги: рис. 3.4 або рис. 3.30?
22. Чому для керування ключами АІН потрібні широкі керуючі імпульси, а у випрямлячі та АІС достатньо коротких?
23. Куди передається енергія, накопичена в індуктивних елементах трансформатора схеми рис. 3.6, після закривання ключа?

Відповіді.

1: тиристори; 2: від навантаження через зворотні діоди до кола постійного струму; 3: нулю; 4: амплітуда – шляхом зміни рівня вхідної напруги, частота – шляхом зміни частоти перемикавання ключів; 5: в АІН із ШІР та ШІМ; 6: внаслідок збільшення кратності $\varepsilon = f_m / f$ та частоти комбінаційних гармонік напруги; 7: для однофазного $f_{id} = 2f_{\text{вих}}$, для трифазного $f_{id} = 6f_{\text{вих}}$; 8: шість; 9: через $VD1$; 10: в рекуперативному режимі; 11: тому, що одразу після комутації різниця між напругою та проти-ЕРС менша; 12: тому, що вхідний струм у режимі рекуперації міняє знак; 13: $VS2$ або $VS6$, струм тектиме через $VS4$, тиристор, що відкрився, та ввімкнений між ними конденсатор; 14: так; 15: ні; 16: i_a – через $VD2$, i_b – через $VS4$, i_c – через $VS6$, напруги – ті самі, що й до комутації; 17: струми – через діоди у своїх фазах та конденсатор, напруги міняють знак; 18: вихідний струм стає більш синусоїдальним, зменшується потрібна ємність конденсатора в ланці постійного струму, збільшується швидкодія інвертора, знижується шум (позитивні), зменшується максимальна досяжна вихідна напруга, зростають втрати в ключах (негативні); 19: струмові фази B ; 20: модуль “ p ” – 6 шт., модуль “ v ” – 3 шт.; 21: рис. 3.4; 22: тому що в АІН з активно-індуктивним

навантаженням наступний ключ відкривається не одразу після закривання попереднього ключа, а після закривання зворотного діода; 23: через вторинну обмотку до навантаження.

Вправи

1. Побудуйте часові діаграми напруг та струмів трифазного АІН із $\lambda=120^\circ$ та тривалістю відкритого стану діодів 60° .
2. Накресліть діаграму миттєвої вихідної напруги АІН із ШІМ, якщо співвідношення частоти модуляції та вихідної частоти $f_m/f_{\text{вих}} = 8$.
3. Накресліть діаграму миттєвої вихідної напруги АІН з амплітудною модуляцією, якщо $\lambda=180^\circ$, а навантаження з'єднане у трикутник.
4. Накресліть діаграму миттєвих вихідних напруги та струму, а також вхідного струму АІН з амплітудною модуляцією, якщо $\lambda=180^\circ$, а $\varphi_n > 60^\circ$ (навантаження з'єднане у зірку).
5. Складіть таблицю перемикання ключів (подібну до табл. 3.8) для алгоритмів ПЛІО та ОПЛЮЛП.
6. Для трифазного АІН із синусоїдальною ШІМ розрахувати мінімально необхідну напругу ланки постійного струму, якщо найбільша вихідна лінійна діюча напруга (перша гармоніка) інвертора 400 В, а максимальний коефіцієнт модуляції $\mu_m = 0,95$. (Відповідь: 687,6 В)
7. Використовуючи умови прикладів 3.3. та 3.5, розрахуйте коефіцієнти гармонік струму $k_{\text{Г}}$ для основної частоти $f = 10$ Гц. Порівняйте з результатами, отриманими в прикладах 3.3. і 3.5 та поясніть різницю.
8. Виходячи з рівняння енергетичного балансу трифазного АІН із синусоїдальною ШІМ (нехтуючи втратами в інверторі), вивести вираз, який пов'язує середній вхідний струм із діючим значенням першої гармоніки фазного струму. (Відповідь: $I_{\text{вх}} = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu I_{(1)} \cos \varphi_n$).

Висновки

У результаті опрацювання даного розділу студент повинен:

знати:

- принципи побудови силових схем одно- та трифазних АІН;
- закономірності формування електромагнітних та енергообмінних процесів у силових схемах АІН з різними видами навантаження;
- основні принципи керування та структуру систем керування АІН;
- основні співвідношення, які характеризують енергетичні та регулювальні властивості АІН;

уміти:

- накреслити силові схеми найбільш поширених однофазних та т трифазних АІН;
- здійснити якісний аналіз квазіусталених процесів у силових колах АІН;
- розрахувати основні параметри силових схем та систем керування;
- порівняти силові схеми та способи керування АІН за експлуатаційними показниками.

РОЗДІЛ 4. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ

Навчальні цілі: вивчити побудову однофазних та трифазних інверторів струму та перебіг електромагнітних процесів в них

4.1. Особливості автономних інверторів струму

Силові схеми автономних інверторів струму (АІС) та АІН подібні. Головна їх відміна – у способі живлення: АІН живляться від джерела напруги через паралельний конденсаторний фільтр великої ємності, АІС – від джерела струму через послідовний індуктивний фільтр із великою індуктивністю. Саме цим обумовлені особливості перебігу електромагнітних процесів у цих інверторах.

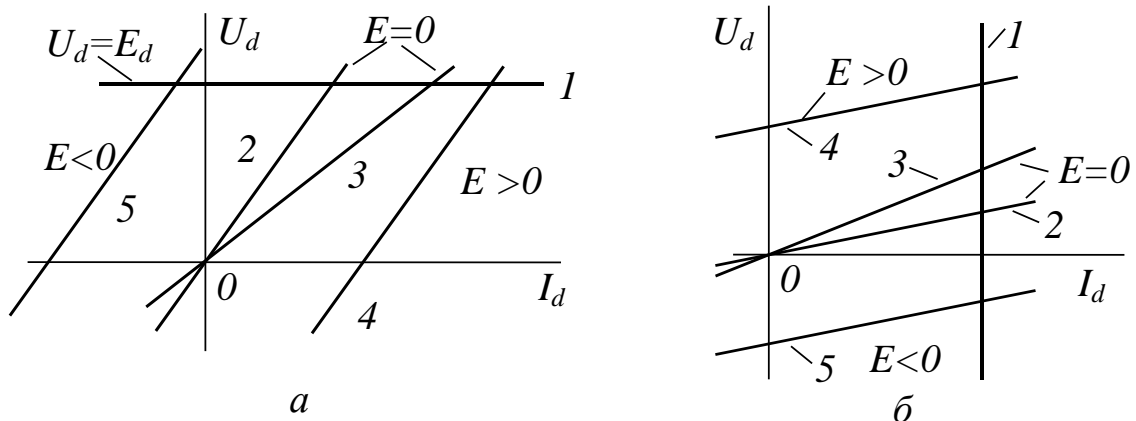


Рис. 4.1. ЗХ джерел живлення та ВАХ навантаження

Якщо живити інвертор від джерела напруги (ДН), його вхідна та вихідна напруги не залежать від характеру навантаження, а обумовлюються властивостями ДН. На рис. 4.1,а зображені зовнішня характеристика (ЗХ) ідеального ДН $U_d = E_d$ (лінія 1) та вольтамперні характеристики (ВАХ) його навантаження $U_d = E + I_d R_n$ (лінії 2...5). Робочими точками є точки перетину ВАХ та ЗХ. Зміна опору навантаження (лінії 2, 3) або проти-ЕРС (лінії 2, 4, 5) призводить до зміни рівня і навіть знаку вихідного струму ДН (тобто вхідного струму АІН I_d), але не напруги U_d .

На рис. 4.1,б лінією 1 позначена ЗХ ідеального джерела струму (ДС), а лінії 2...5 зображують ВАХ навантаження. Зі зміною опору навантаження (лінії 2, 3) або проти-ЕРС (лінії 2, 4, 5) джерело струму з метою підтримки незмінного струму I_d змінює рівень, а в разі необхідності і знак своєї вихідної напруги. Роль джерела струму найчастіше виконує нереверсивний керований випрямляч, охоплений негативним зворотним зв'язком за випрямленим струмом. Наявність зворотного зв'язку забезпечує автоматичну стабілізацію струму шляхом зміни кута керування. Зміна знаку випрямленої напруги здійснюється переводом випрямляча до інверторного режиму.

Розглянемо процес комутації у двох однакових однофазних мостових інверторах на цілком керованих ключах (рис. 4.2), які живляться від джерел різного типу.

Нехай спочатку відкриті ключі $VS1$, $VS4$. Струм навантаження обох інверторів тече шляхом "джерело живлення (ДН або ДС) – $VS1$ – навантаження –

VS4 – джерело живлення”. Після закривання ключів VS1, VS4 та отримання керуючих імпульсів іншою парою тиристорів вихідний струм інверторів починає зменшуватись, що призводить до виникнення у навантаженні ЕРС самоіндукції $e_L = -L_H \frac{di}{dt}$, яка направлена згідно зі струмом. Далі процеси відбуваються таким чином:

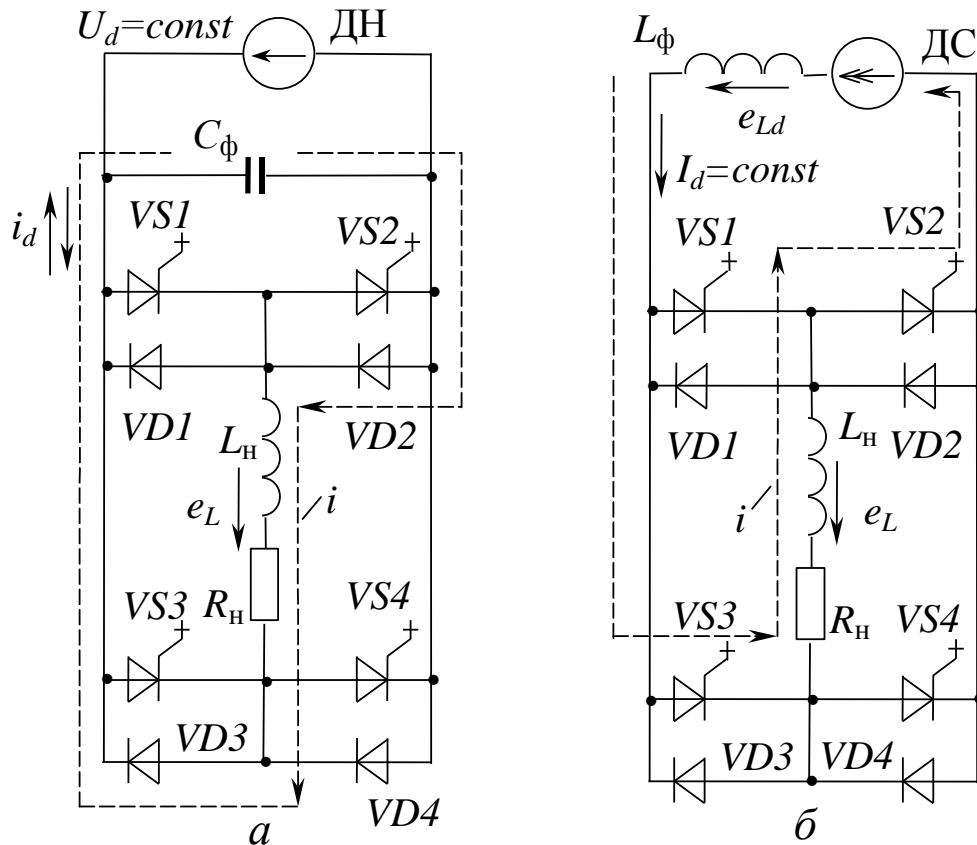


Рис. 4.2. Однофазні мостові інвертори

- В інверторі напруги (рис. 4.2,а) під дією ЕРС самоіндукції відкриваються зворотні діоди VD2 та VD3. Струм навантаження тече в тому ж напрямку, але шляхом, позначеним на рис. 4.2,а. Струм i_d у ланці постійного струму і вихідна напруга інвертора змінюють знак. Енергія, накопичена на попередньому етапі в індуктивності, віддається конденсатору C_ϕ , підзаряджаючи його. Ключі VS2 та VS3 зможуть відкритись лише після зменшення зарядного струму до нуля.
- В інверторі струму (рис. 4.2,б) ЕРС самоіндукції навантаження не в змозі відкрити зворотні діоди та змінити знак струму на вході інвертора. Цьому протидіє джерело струму, яке збільшує випрямлену напругу, підтримуючи струм на незмінному рівні, а також ЕРС самоіндукції дроселя $e_{Ld} \gg e_L$, що направлена згідно з випрямленим струмом. Тому випрямлений струм, залишаючись незмінним, переходить до наступної пари тиристорів і протікає шляхом, позначеним на рис. 4.2,б. Вихідний струм інвертора при цьому змінює знак. Як видно, зворотні діоди в АІС не потрібні.

У табл. 4.1 зведені характерні особливості АІН та АІС, які відрізняють їх один від одного (деякі з них будуть розглянуті пізніше).

Порівняння інверторів напруги та струму

	АІН	АІС
Живлення	від ДН	від ДС
Вхідний фільтр	$C (LC)$	L
Зворотні діоди	ϵ	немає
Зміна знаку вхідного струму	можлива	неможлива
Зміна знаку вхідної напруги	неможлива	можлива
Рівень вхідного струму	залежить від навантаження	залежить від ДС
Рівень вхідної напруги	залежить від ДН	залежить від навантаження
Форма вихідного струму	залежить від навантаження	незмінна
Форма вихідної напруги	незмінна	залежить від навантаження
Паузи у вихідному струмі	неможливі	можливі
Штучна комутація	одноступенева	двоступенева
Комутація за допомогою ЕРС навантаження	неможлива	можлива
Ведений мережею інвертор для рекуперації енергії гальмування	потрібен	не потрібен

4.2. Однофазні автономні інвертори струму

А) Інвертор на цілком керованих ключах

Схема однофазного мостового автономного інвертора струму на двоопераційних ключах зображена на рис. 4.3. Хоча живиться АІС від такого самого керованого випрямляча, що й АІН, випрямлячу надані властивості джерела струму. Для цього він охоплений негативним зворотним зв'язком за випрямленим струмом, який є складовою частиною системи автоматичного керування електроприводом (на схемі не показаний), і призначений для стабілізації струму незалежно від навантаження. Крім того, замість конденсаторного фільтра, увімкненого паралельно входу АІН, використаний дросель L_d , увімкнений послідовно.

Наявність дроселя з великою індуктивністю призводить до зменшення коливань випрямленого струму і так само стабілізує його.

Розглянемо роботу цього інвертора на різні види навантаження, зображені на рис. 4.4. Оскільки ключі – цілком керовані, процес комутації вважатимемо миттєвим. Струм на вході АІС незмінний.

Для навантаження у вигляді послідовно з'єднаних ємності та активного опору (рис. 4.4,а) діаграми напруг та струмів наведені на рис. 4.5.

Оскільки на міжкомутаційному інтервалі вихідний струм (він же струм заряду конденсатора) незмінний, напруга на конденсаторі зростає лінійно, а спад напруги на резисторі не змінюється і пропорційний струмові. Крім того, напруга на кон-

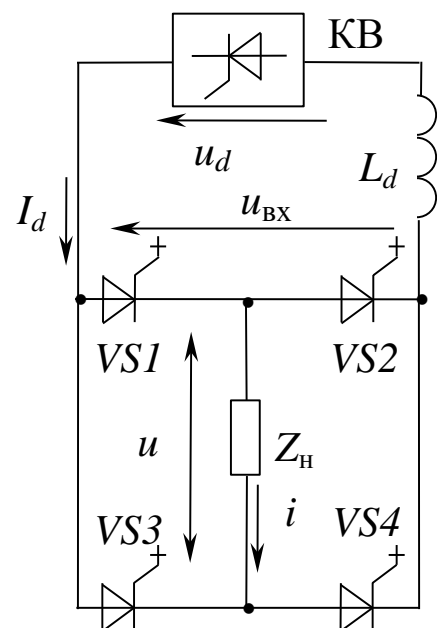


Рис. 4.3. Інвертор струму на цілком керованих ключах

денсаторі не може мінятися стрибком. Діаграма вхідної напруги АІС на кожному парному півперіоді має інший знак, ніж вихідна, завдяки вмиканню іншої діагоналі. Саме такий вигляд повинна мати вхідна напруга, щоб вхідний струм підтримувався незмінним. До закритого тиристора $VS1$ через відкритий $VS2$ прикладається вся вхідна напруга.

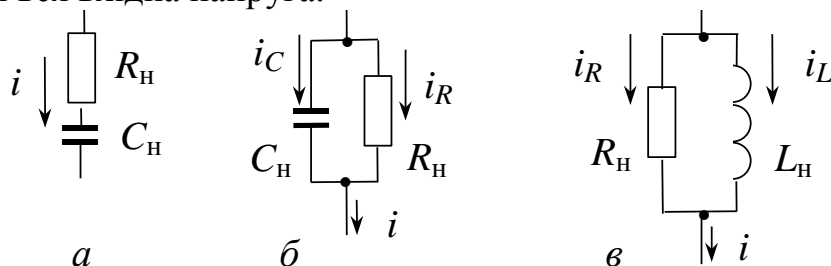


Рис. 4.4. Навантаження АІС

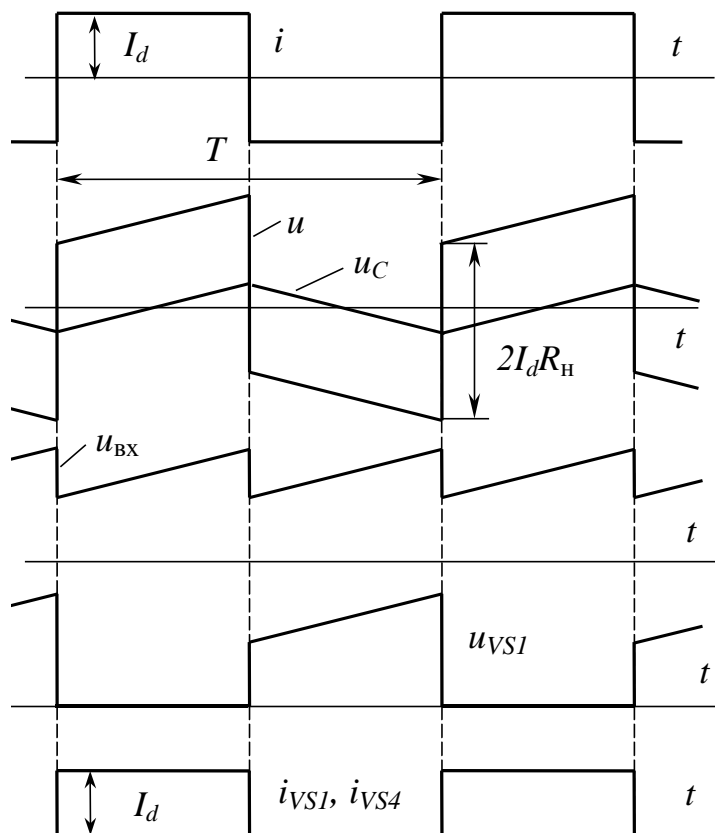


Рис. 4.5. Процеси в АІС із навантаженням за рис. 4.4,а

На рис. 4.6 зображені часові діаграми для навантаження з паралельним з'єднанням конденсатора та резистора (рис. 4.4,б). Вони побудовані з урахуванням того, що вихідна напруга є одночасно напругою на конденсаторі, і тому не має розривів, як і струм через резистор, пропорційний їй. Одразу після комутації напруга на конденсаторі збігається за знаком зі струмом інвертора. Тому початковий струм конденсатора близький до $2I_d$, оскільки через нього протікає не тільки весь струм інвертора (починається перезарядження конденсатора), а і його власний струм розряду через резистор, який має той самий напрямок.

Діаграми для активно-індуктивного навантаження (рис. 4.4,в) мають вигляд, наведений на рис. 4.7.

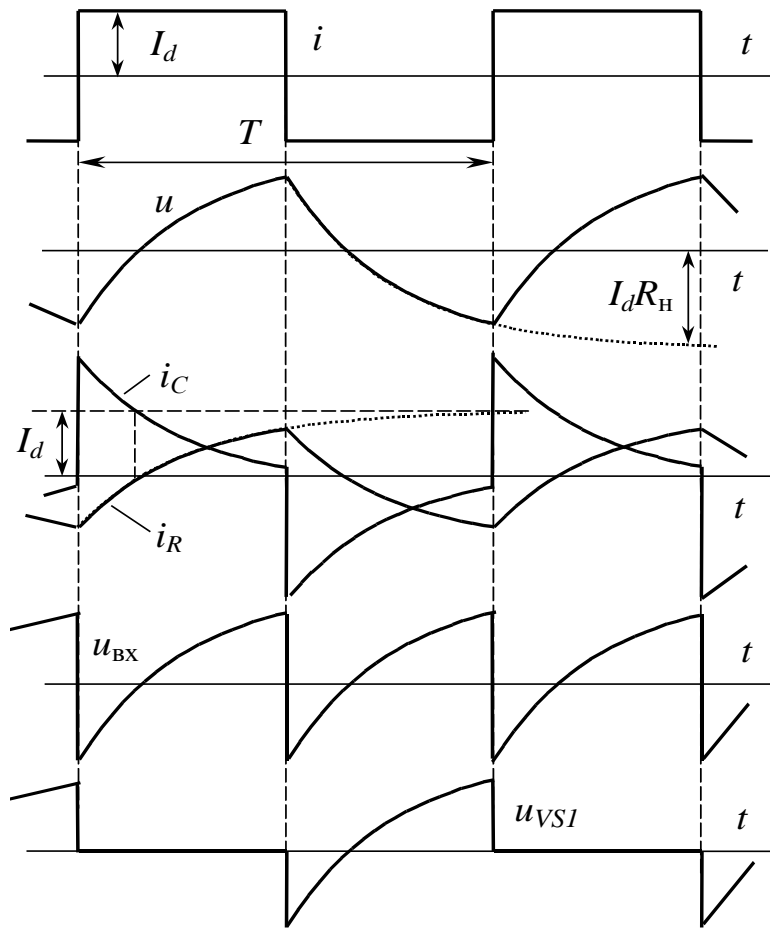


Рис. 4.6. Процеси в АІС із навантаженням за рис. 4.4,б

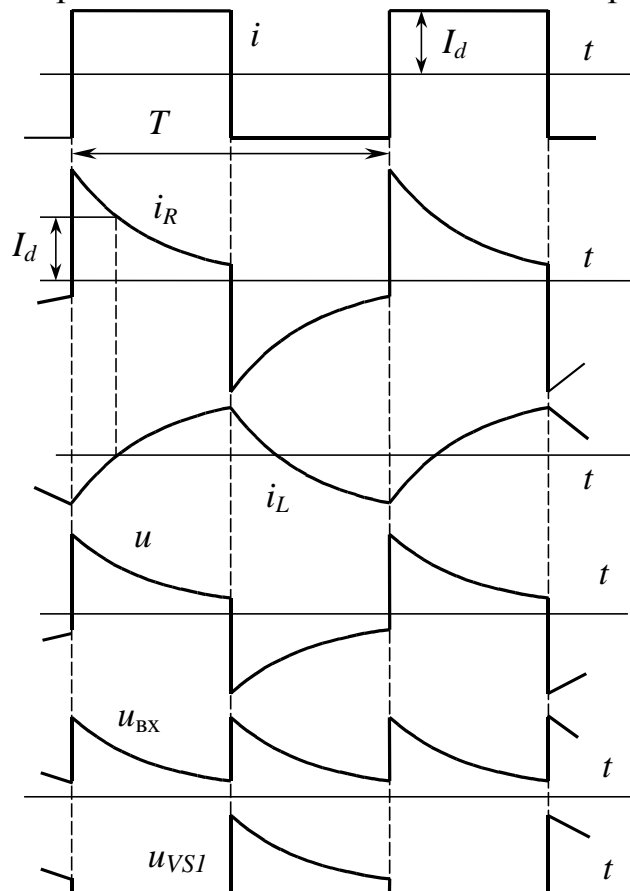


Рис. 4.7. Процеси в АІС із навантаженням за рис. 4.4,в

Оскільки струм в індуктивності не може змінитись стрибком, паралельно їй ввімкнутий резистор, який зменшує перенапруження в моменти зміни знаку вихідного струму (цю функцію міг би виконувати і конденсатор).

Одразу після перемикання ключів через резистор іде не тільки весь вихідний струм інвертора, а й розрядний струм індуктивності, яка віддає йому накопичену на попередньому півперіоді енергію. Тому початковий струм резистора більший за струм АІС. Якби не було чергової комутації, в індуктивність перейшов би весь струм інвертора, а струм резистора впав би до нуля.

Як видно з рис. 4.5...4.7, за незмінної форми вихідного струму АІС форма його вихідної напруги суттєво залежить від характеру навантаження. Як і слід було чекати, за активно-ємнісного навантаження струм випереджає напругу, за активно-індуктивного – навпаки.

Форма вихідного струму однофазного АІС така сама, як форма вихідної напруги однофазного мостового АІН (п. 3.2). Тому й гармонічний склад у них аналогічний. Амплітуда першої гармоніки вихідного струму

$$I_{m(1)} = \frac{4I_d}{\pi}.$$

Середнє та діюче значення струму співпадають:

$$I = I_c = I_d.$$

Коефіцієнти викривлень та гармонік струму

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} = 0,9003;$$

$$k_{rI} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{(k)}^2}}{I_{(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{m(k)}^2}}{I_{m(1)}} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,4834.$$

Співвідношення між вхідною та діючою вихідною напругами знайдемо з рівняння енергетичного балансу (за умови нехтування втратами в інверторі)

$$U_d I_d = U_{(1)} I_{(1)} \cos \varphi_n.$$

Звідси

$$U_d = \frac{U_{(1)} I_{(1)} \cos \varphi_n}{I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{(1)}.$$

Б) Інвертор струму на одноопераційних тиристорах

Для успішного протікання процесу комутації в інверторі струму на одноопераційних тиристорах (рис. 4.8) необхідне виконання трьох умов:

- напруга в процесі комутації на тиристорі, що вмикається, позитивна;
- напруга в процесі комутації на тиристорі, що вимикається, негативна;
- струм через тиристор, що вимикається, після відкривання наступного тиристора знижується до нуля.

Як видно з рис. 4.5...4.7, перші дві умови виконуються тоді, коли паралельно виходу АІС ввімкнений конденсатор (тому такий інвертор називають

паралельним інвертором). Розглянемо, як у схемі рис. 4.8 виконується третя умова.

Коли тиристори $VS2$ та $VS3$ отримують свої керуючі імпульси, $VS1$ та $VS4$ ще відкриті. Конденсатор заряджений із полярністю, показаною на рис. 4.8. Одразу після відкриття $VS2$ та $VS3$ утворюються два контури комутації: “ $VS1 - VS3 - C_k$ ” та “ $VS2 - VS4 - C_k$ ”, через які відбувається розряд конденсатора. Струм розряду сприяє відкриттю тиристорів $VS2$ та $VS3$, а в тиристорах $VS1$ та $VS4$ направлений назустріч їхньому робочому струму. Активний опір цих контурів дуже малий, індуктивність у них відсутня, і струм розряду практично миттєво досягає рівня вихідного струму АІС, а струм тиристорів $VS1$ та $VS4$ – нуля. Тому тиристори $VS1$ та $VS4$ так само миттєво закриваються, і вихідний струм інвертора переходить на відкриті вже тиристори $VS2$ та $VS3$. Комутацію закінчено.

Навантаження, у складі яких є ємність, зустрічаються досить рідко. Тому звичайно необхідно вмикати на виході АІС додатковий конденсатор для забезпечення процесу комутації (особливо за індуктивного навантаження).

4.3. Трифазні автономні інвертори струму ♦

Трифазні АІС, які використовуються в електроприводі, виконуються виключно на основі мостових схем. Алгоритм перемикування ключів – із тривалістю відкритого стану 120° .

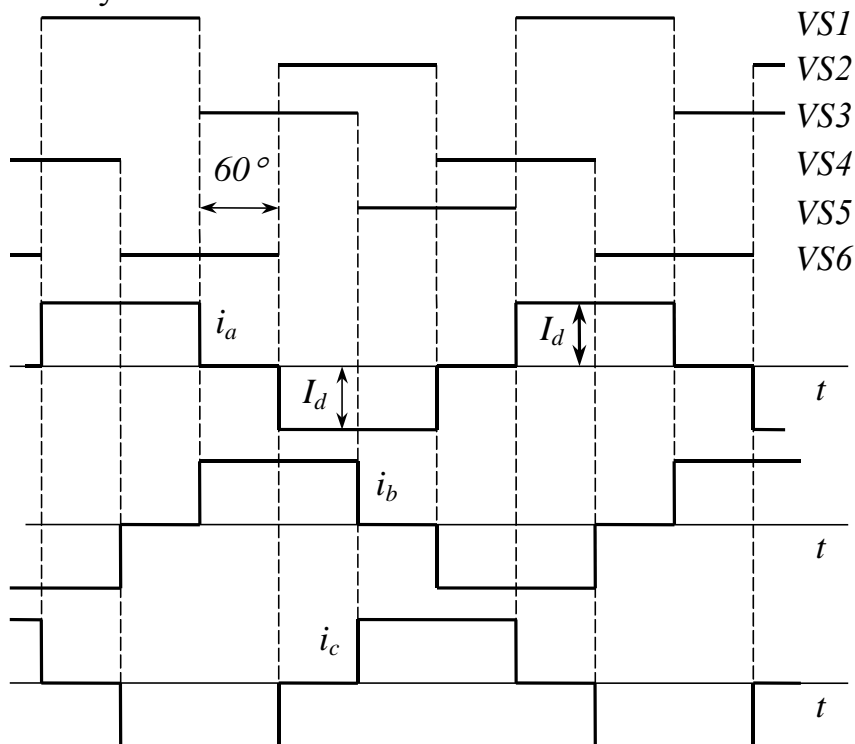


Рис. 4.9. Вихідні струми трифазного АІС

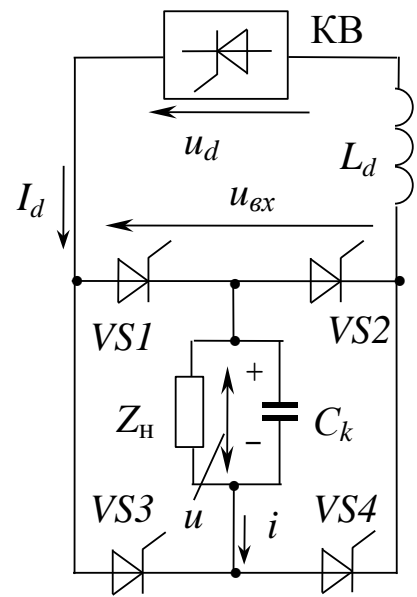


Рис. 4.8. Інвертор струму на одноопераційних тиристорах

Під час розгляду процесів у трифазних АІС припустимо, що індуктивність дроселя в контурі постійного струму достатньо велика для того, щоб вважати вхідний струм АІС гладким та незмінним під час комутаційних процесів. Незмінною також вважається амплітуда проти-ЕРС навантаження. Часові діаграми вихідних струмів трифазного АІС без урахування комутаційних процесів зображені на рис. 4.9.

Амплітуда першої гармоніки вихідного струму

$$I_{\phi m(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1,102 I_d.$$

Діюче та середнє значення вихідного струму

$$I = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d = 0,816 I_d;$$

$$I_c = \frac{2}{3} I_d.$$

Коефіцієнти викривлень та гармонік струму

$$\nu_I = \frac{3}{\pi} = 0,9549;$$

$$k_{rI} = 0,3108.$$

Із рівняння енергетичного балансу

$$U_d I_d = 3U_{\phi(1)} I_{\phi(1)} \cos \varphi_H$$

отримаємо вираз, який пов'язує вхідну та лінійну вихідну напруги АІС:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{л(1)} = 1,35 U_{л(1)}.$$



Приклад 4.1. Форма струму АІС та втрати у навантаженні

Те ж саме навантаження, що й у прикладі 3.3, живиться від трифазного мостового інвертора струму. Для забезпечення тієї ж самої активної потужності навантаження амплітуда першої гармоніки струму АІС має бути такою самою, як і в АІН ($I_{\phi m(1)} = 1333,39$ А). Розрахувати, наскільки зростуть втрати в навантаженні за використання АІС.

Середній вхідний струм АІС

$$I_d = \frac{I_{m(1)}}{1,102} = \frac{1333,39}{1,102} = 1210 \text{ А.}$$

Діюче значення вихідного струму АІС

$$I = 0,816 I_d = 0,816 \cdot 1210 = 987,3 \text{ А.}$$

Втрати в навантаженні пропорційні квадрату діючого струму. Тому ступінь зростання втрат

$$\frac{\Delta P_{\text{АІС}}}{\Delta P_{\text{АІН}}} = \frac{I^2}{I_{\text{АІН}}^2} = \frac{987,3^2}{946,7^2} = 1,088,$$

де $I_{\text{АІН}} = 946,7$ А – діючий струм АІН (див. приклад 3.3). ◆

А) Трифазний АІС із відокремленими від навантаження комутуючими конденсаторами

Схема АІС зображена на рис. 4.10. Як і АІН із міжфазною комутацією, він має по шість конденсаторів та відсікальних діодів. Тому його називають також АІС із відсікальними діодами. На відміну від АІН, відсутні зворотні діоди, а живлення здійснюється від джерела струму. Саме цим і обумовлені суттєві відміни в перебігу комутаційних процесів. Послідовність роботи тиристорів відповідає рис. 4.9.

Розглянемо процес закривання тиристора $VS1$, яке відбувається завдяки відкриттю тиристора $VS3$. Вхідний струм інвертора протягом процесу комутації вважатимемо незмінним. Перед комутацією конденсатор $C13$ заряджений із полярністю, показаною на рис. 4.10 (свій заряд він отримав через відкритий $VS1$ та фази В, С навантаження на попередньому міжкомутаційному інтервалі). Струм навантаження тече через $VS1$, відсікальний діод $VD1$, фази А та С двигуна, діод $VD6$ та тиристор $VS6$. Діод $VD3$ закритий негативним потенціалом із конденсатора $C13$.

Як тільки тиристор $VS3$ отримує керуючий імпульс, він відкривається. Конденсатор $C13$ розряджається через відкриті $VS1$ та $VS3$, сприяючи практично миттєвому закриттю $VS1$, бо індуктивність у контурі розряду відсутня. Струм фази А переходить від закритого $VS1$ на конденсатор $C13$ та тиристор $VS3$. Діод $VD3$ закритий, оскільки на момент початку комутації лінійна протиперс статора $e_{ba} = e_b - e_a$ позитивна (ЕРС фази А вже встигла стати негативною, а ЕРС фази В ще позитивна, див. рис. 4.11,б). Починається перезарядження конденсатора від джерела струму (перший етап комутації – інтервал часу від $t = 0$ до $t = t_1$ на рис. 4.11,а). Оскільки вхідний струм АІС незмінний, напруга на конденсаторі змінюється лінійно згідно з рівнянням

$$i_{C13} = C_{13} \frac{du_{C13}}{dt},$$

звідки

$$u_{C13} = U_0 + \frac{1}{C_{13}} \int_0^t i_{C13} dt = U_0 - \frac{1}{C_{13}} \int_0^t I_d dt = U_0 - \frac{I_d}{C_{13}} t.$$

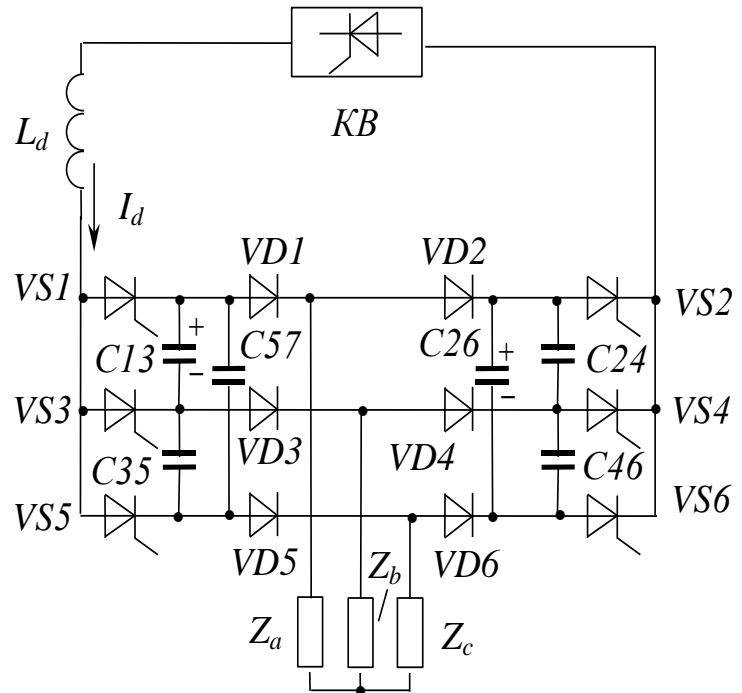


Рис. 4.10. Трифазний АІС з відокремленими від навантаження комутуючими конденсаторами

Хоча в контурі перезарядження є індуктивність, унаслідок незмінності струму $\left(\frac{di_{C13}}{dt} = 0\right)$ вона на перебіг процесів не впливає і в диференціальному рівнянні відсутня.

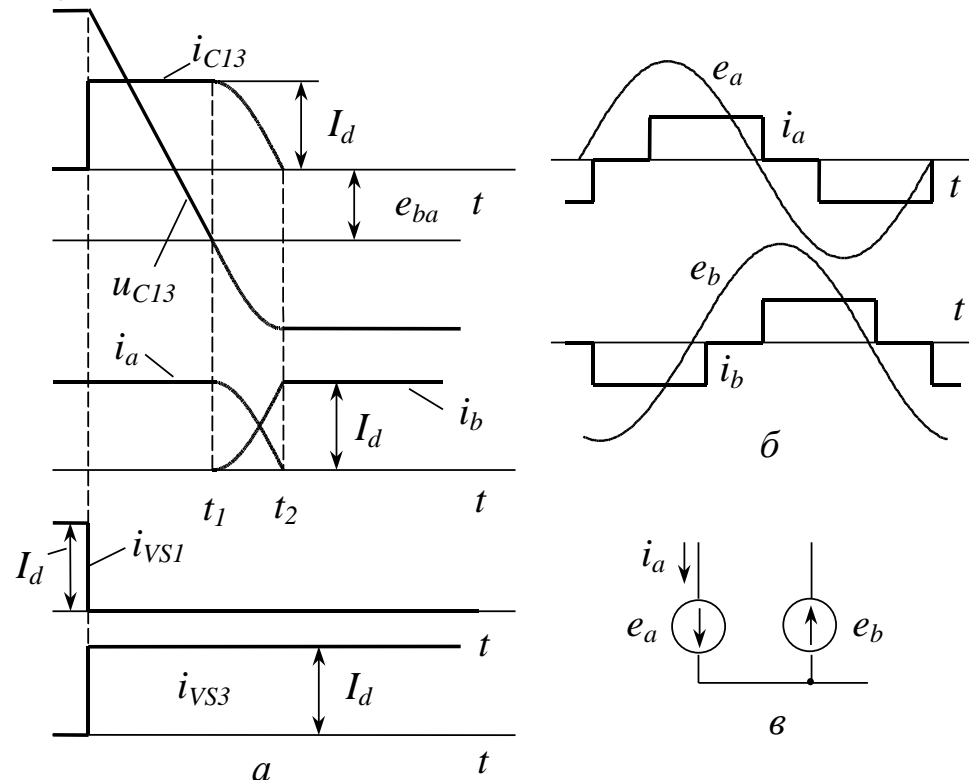


Рис. 4.11. Комутаційні процеси в схемі рис. 4.10

Другий етап комутації почнеться, коли в процесі перезарядження напруга на конденсаторі досягне лінійної ЕРС обмотки статора e_{ba} (момент часу $t = t_1$). У цей момент відкривається відсікальний діод $VD3$ і утворюється контур дозарядження конденсатора електромагнітною енергією, накопиченою в індуктивності фази A . До цього контуру входять, окрім конденсатора, фази A та B статора двигуна та діоди $VD1$, $VD3$ (див. рис. 4.12). Процес дозарядження – коливний, оскільки в контурі є і індуктивні, і ємнісні елементи. Цей процес описується рівняннями

$$i_{C13} = C_{13} \frac{du_{C13}}{dt};$$

$$u_{C13} = e_{ab} + i_{C13}(r_a + r_b) + (L_a + L_b) \frac{di_{C13}}{dt}.$$

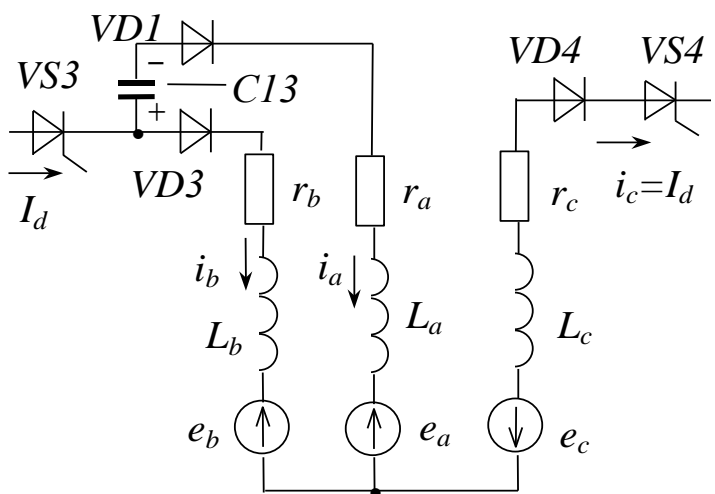


Рис. 4.12. Контур дозаряду комутуючого конденсатора

Струм фази A в процесі дозарядження зменшується, а струм i_b збільшується таким чином, щоб їх сума дорівнювала струму фази C та вхідному струму АІС ($i_a + i_b = i_c = I_d$). Коли вся електромагнітна енергія фази A переходить до конденсатора, дозарядження закінчується, струм у фазі A зникає, діод $VD1$ закривається, а вхідний струм АІС увесь переходить до фази B .

Для обмеження темпу зміни струму тиристорів під час комутації послідовно з кожним із них іноді вмикають дроселі невеликої індуктивності.

Слід зауважити, що струм фази, що виходить із роботи, не може одразу після закривання відповідного тиристора перейти на зворотний діод (унаслідок їх відсутності в АІС). Тому комутація в інверторах струму на відміну від АІН завжди двоступінчаста (навіть за однакових їхніх схем).

Напруга на конденсаторі наприкінці процесу комутації залежить від струму фази A перед її початком, тобто від навантаження АІС. Тому за малих струмів навантаження цієї напруги може не вистачити для закривання наступного тиристора, а за великих навантажень на конденсаторі виникають перенапруги. Тому ємність конденсаторів вибирають виходячи з забезпечення комутації за найменших можливих навантажень, а для обмеження перенапруг вживають спеціальних заходів.

Б) Трифазний АІС із комутуючими тиристорами

Схема інвертора зображена на рис. 4.13. Порядок роботи силових тиристорів $VS1 \dots VS6$ такий, як і в попередній схемі. Перед початком комутації тиристора $VS1$ конденсатор $C1$ заряджений із полярністю, вказаною на рис. 4.13. Комутація починається після отримання керуючих імпульсів силовим тиристором $VS3$ та допоміжним $VS7$. Останній одразу відкривається, а $VS3$ поки що закритий позитивною сумою напруги конденсатора $C1$ та проти-ЕРС e_{ab} .

Процес комутації в схемі рис. 4.13 багато в чому збігається з процесом у попередній схемі. Після відкривання $VS7$ одразу ж закривається тиристор $VS1$ і починається перезарядження $C1$ колом “джерело струму – $VS7$ – $C1$ – фаза A – фаза C – $VS6$ – джерело струму” (перший етап комутації). Коли напруга на конденсаторі, змінивши знак, досягне проти-ЕРС e_{ab} , відкриється тиристор $VS3$ і почнеться коливний дозарядження конденсатора енергією фази A через фази A, B та тиристори $VS3$ та $VS7$ (другий етап комутації). Струм навантаження переходить від фази A до фази B . По закінченні дозарядження струм конденсатора зникає і тиристор $VS7$ закривається. Конденсатор готовий до комутації тиристора $VS2$.

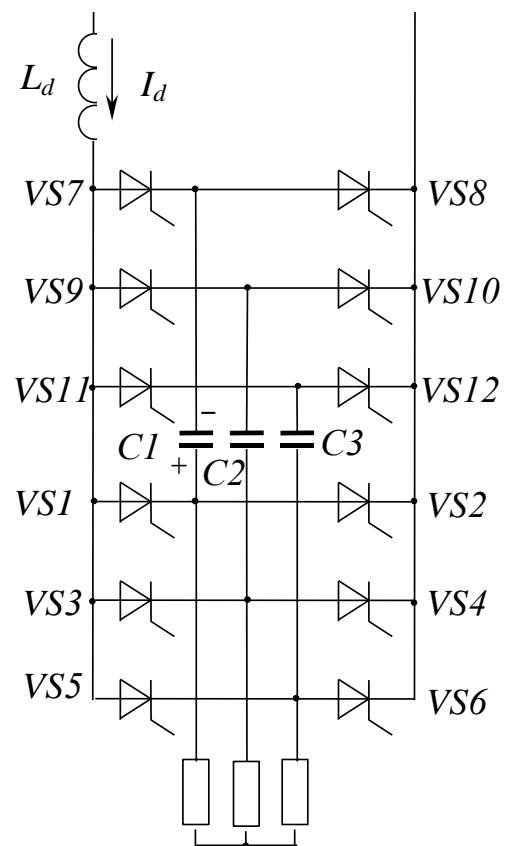


Рис. 4.13. Трифазний АІС з комутуючими тиристорами

Якщо порівнювати схеми рис. 4.10 та 4.13, слід відзначити такі переваги останньої:

- потужність комутаційних тиристорів менша за потужність відсікальних діодів у схемі рис. 4.10, оскільки тиристорами тече лише комутаційний струм, а діодами – і струм навантаження;
- сумарна ємність конденсаторів на 25% менша.

Проте допоміжні тиристори повинні бути розраховані на більшу напругу, ніж діоди. Таким чином, обидві схеми близькі за своїми показниками.

4.4. Комутаційні перенапруги в АІС та їх обмеження

Перенапруги, які виникають на другому етапі комутації в АІС, обумовлені коливним характером перезарядження комутуючих конденсаторів.

Енергія, яку мав конденсатор на початку другого етапу

$$A_0 = C_k U_{C0}^2 / 2,$$

де U_{C0} – напруга на конденсаторі на початку другого етапу комутації (дорівнює миттєвій лінійній проти-ЕРС статора, рис. 4.11).

Протягом другого етапу конденсатор отримує від індуктивних елементів навантаження додаткову порцію енергії

$$A_L = I_d^2 L_H / 2,$$

де L_H – індуктивність навантаження.

Напругу на конденсаторі наприкінці комутації (тобто максимально можливо) знайдемо виходячи з сумарної енергії:

$$U_{Cm} = \sqrt{\frac{2(A_{C0} + A_L)}{C_k}} = \sqrt{U_{C0}^2 + \frac{L_H I_d^2}{C_k}}.$$

За досить великих індуктивностей навантаження та вихідних струмів АІС ця напруга може сягнути небажаних значень.

Комутаційні процеси викликають також перенапруги на виході АІС унаслідок появи ЕРС самоіндукції при зміні струму у фазах статора, які приймають участь у процесі комутації. У фазній напрузі, яка є сумою проти-ЕРС навантаження та спаду напруги в індуктивності $u_a = e_a + L \frac{di_a}{dt}$, виникають комутаційні стрибки (рис. 4.14). Вони можуть стати причиною пробоя ізоляції обмотки статора.

Схеми обмеження комутаційних перенапруг призначені для скидання надлишків енергії комутаційних конденсаторів. Потужність, яка проходить через схему обмеження, складає 5...8% номінальної потужності асинхронного двигуна. Тому за невеликих потужностей двигуна використовують досить прості схеми обмеження (рис. 4.15).

Конденсатор C_0 та баластний резистор R_0 ввімкнені через випрямляч В паралельно комутуючим конденсаторам АІС. Якщо напруга на конденсаторі занадто велика, відкриваються два відповідні діоди випрямляча В і надлишок

енергії фази, яка вимикається, скидається на резистор R_0 . Конденсатор C_0 згладжує пульсації напруги на виході випрямляча В.

Для інверторів великої потужності замість баластного резистора використовують залежний (ведений мережею) тиристорний інвертор ЗІ (рис. 4.16).

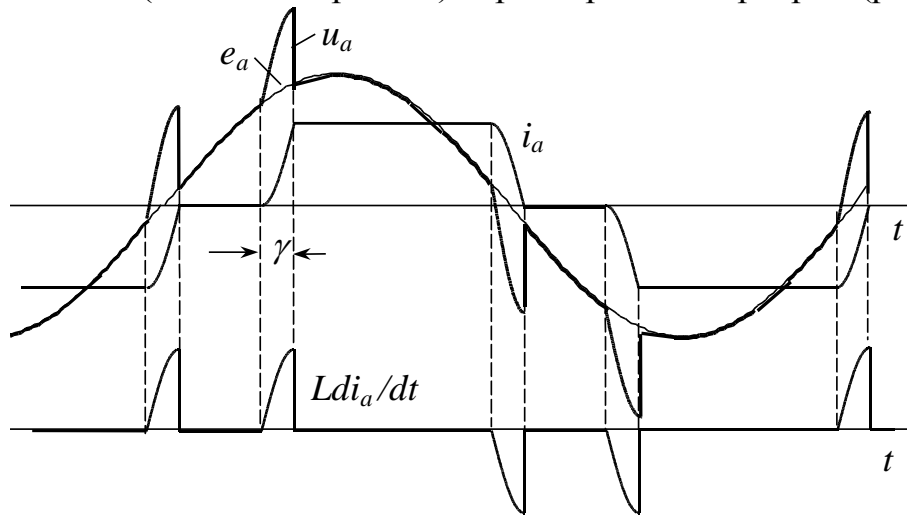


Рис. 4.14. Комутаційні стрибки вихідної напруги АІС

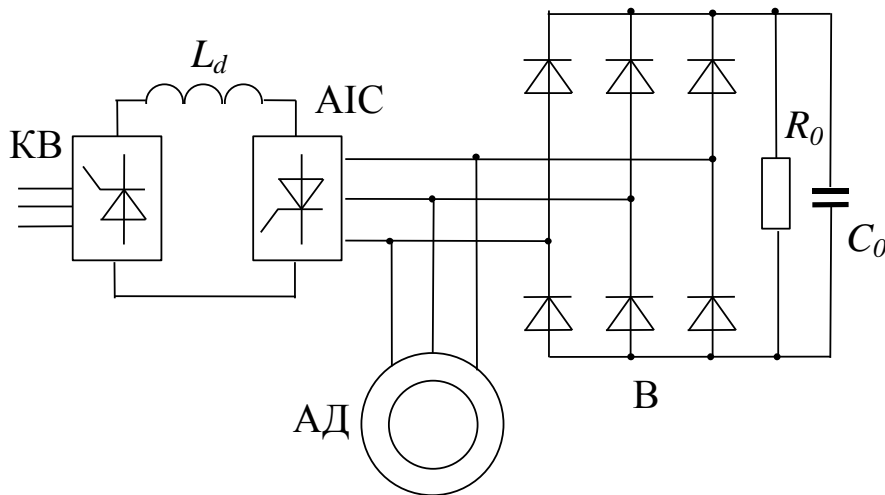


Рис. 4.15. Схема обмеження комутаційних перенапруг

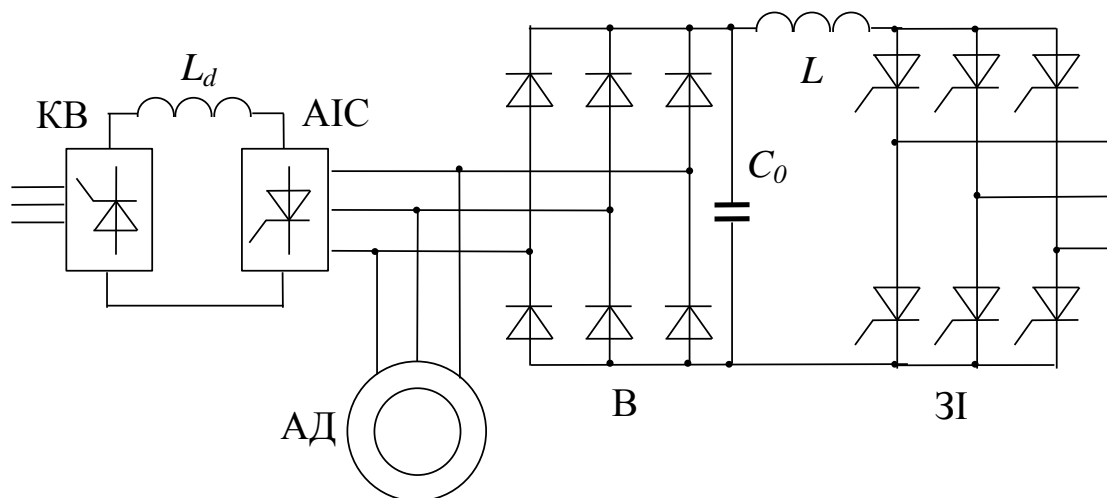


Рис. 4.16. Схема обмеження комутаційних перенапруг із рекуперацією

Надлишки комутаційної енергії замість того, щоб втрачатися у вигляді тепла в баластному резисторі, інвертуються через малопотужний залежний інвертор ЗІ до живильної мережі.

4.5. Робота інвертора струму на проти-ЕРС

Розглянемо спочатку однофазний інвертор струму, у складі навантаження якого є синусоїдна проти-ЕРС (рис. 4.17). Подібна ситуація виникає, коли від однофазного АІС живиться одна з фазних обмоток двигуна змінного струму.

На рис. 4.17 зображений напрямок вихідного струму для випадку з відкритими $VS1$ та $VS4$. Цей напрямок, а також напрямок проти-ЕРС, показаний на рисунку, вважатимемо позитивними.

Щоб мати можливість аналізувати процеси в колі випрямленого струму, введемо поняття миттєвої проти-ЕРС $e_{\text{вх}}$, зведеної до входу інвертора. Її можна розглядати, як “випрямлену” проти-ЕРС навантаження, а інвертор – як керований випрямляч, що працює в інверторному режимі. Якщо знехтувати спадом напруги в активному та індуктивному опорі навантаження, $e_{\text{вх}}$ буде дорівнювати напрузі на вході АІС.

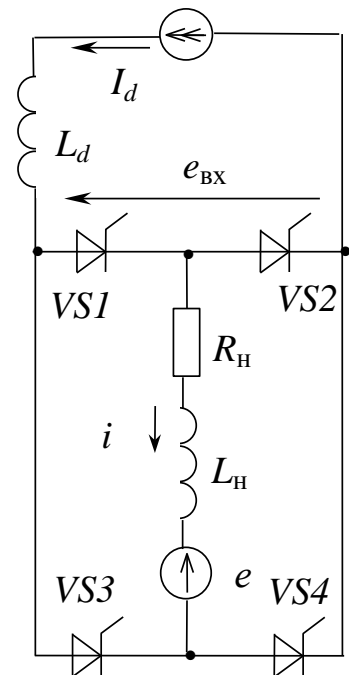


Рис. 4.17. Однофазний АІС

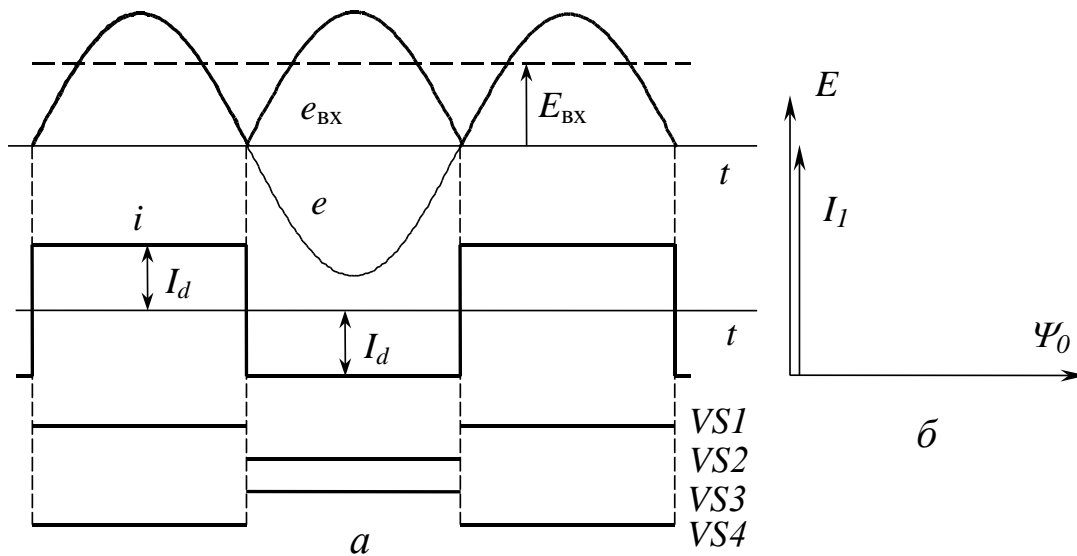


Рис. 4.18. Робота інвертора струму за синфазних вихідного струму та проти-ЕРС

Якби проти-ЕРС та вихідний струм були синфазними, вони б змінювали знаки одночасно (рис. 4.18,а), а проти-ЕРС $e_{\text{вх}}$, зведена до входу інвертора, завжди була би направленою назустріч струму I_d (рис. 4.19). Її середнє значення $E_{\text{вх}} = \frac{2}{\pi} E_m$. Однак подібна взаємна орієнтація

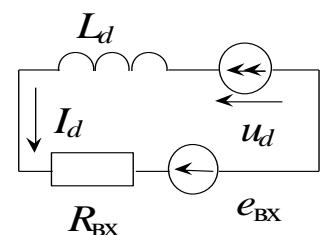


Рис. 4.19

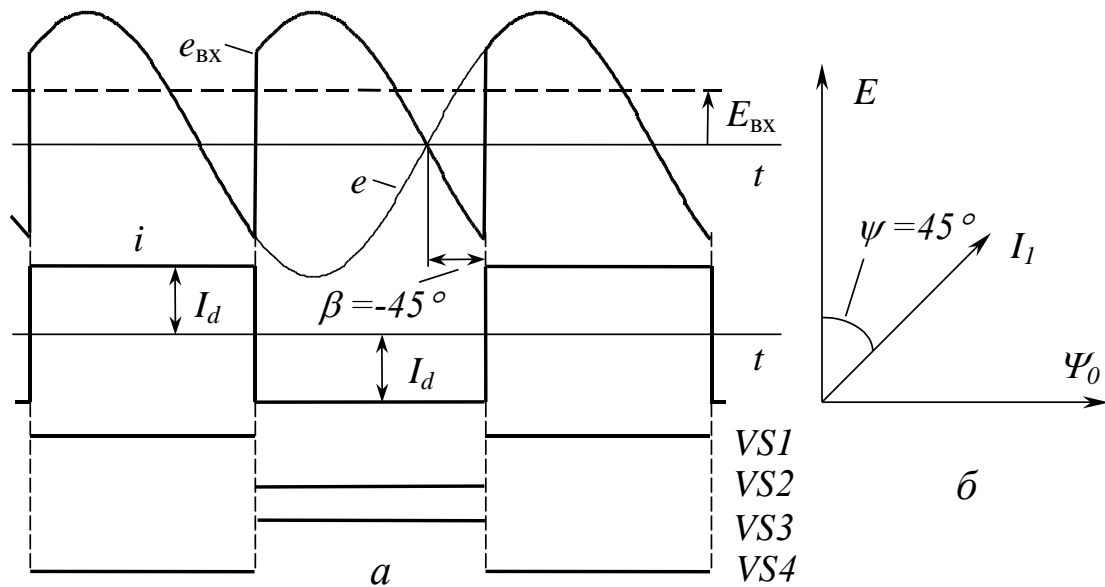


Рис. 4.20. Робота інвертора струму в режимі інвертування (споживання енергії від джерела струму)

векторів струму статора та ЕРС (рис. 4.18,б) можлива тільки в синхронній машині і лише в одному з режимів. У більшості ж випадків кут поміж векторами струму та ЕРС відрізняється від нуля.

У режимі двигуна асинхронна машина завжди, а синхронна часто мають струм статора, який запізнюється відносно ЕРС на кут $\psi < 90^\circ$ (рис. 4.20,б). Оскільки моменти зміни знаків струму та проти-ЕРС у цьому випадку не співпадають, зведена до входу інвертора миттєва проти-ЕРС $e_{\text{вх}}$ короткочасно змінює знак (рис. 4.20,а), але її середнє значення

$$E_{\text{вх}} = \frac{2}{\pi} E_m \cos \psi = E_{\text{вх0}} \cos \psi > 0,$$

як і на рис. 4.18,а, позитивне, хоча і менше. Оскільки за позитивний нами прийнятий напрямок ЕРС проти струму, це означає, що інвертор споживає енергію від джерела струму (керованого випрямляча). Напрямок випрямленого струму визначається знаком середньої випрямленої напруги.

Збільшення кута ψ , яке відбувається зі зменшенням навантаження двигуна, призводить до зменшення середньої зведеної проти-ЕРС та потужності $P = I_d E_{\text{вх}}$, споживаної інвертором. Джерело струму при цьому вимушене зменшувати свою середню вихідну напругу U_d , аби забезпечити незмінність випрямленого струму

$$I_d = \frac{U_d - E_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}.$$

Якщо джерелом струму є керований випрямляч, охоплений негативним зворот-

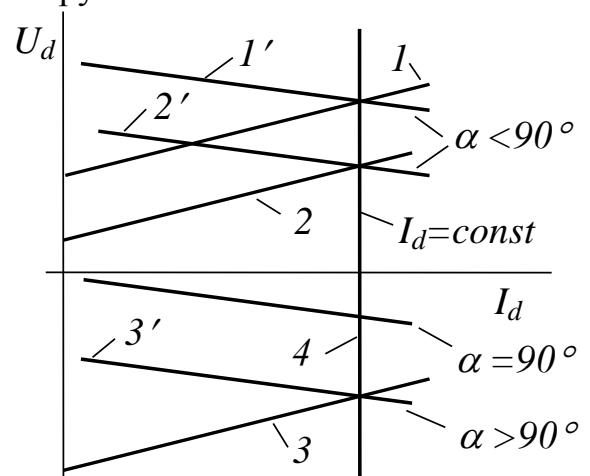


Рис. 4.21. Утворення зовнішньої характеристики джерела струму

ним зв'язком за вихідним струмом, стабілізація струму здійснюється шляхом автоматичної зміни кута керування α випрямляча таким чином, щоб нова робоча точка його зовнішньої характеристики (рис. 4.21) за іншої проти-ЕРС мала ту ж саму абсцису, тобто пересувалась уздовж лінії 4. Цифрами 1, 2, 3 на рис. 4.21 позначені вольт-амперні характеристики інвертора $U_i = E_{\text{ВХ}} + I_d R_{\text{ВХ}}$, такими ж цифрами зі штрихом – зовнішні характеристики випрямляча з різними кутами керування.

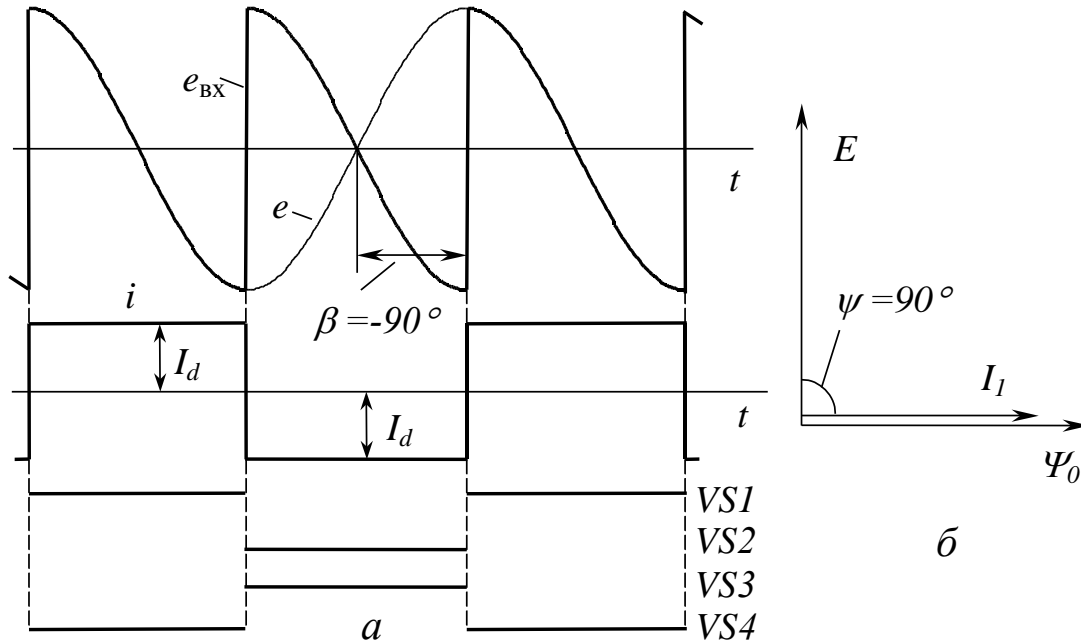


Рис. 4.22. Робота інвертора струму в режимі ідеального холостого ходу електричної машини

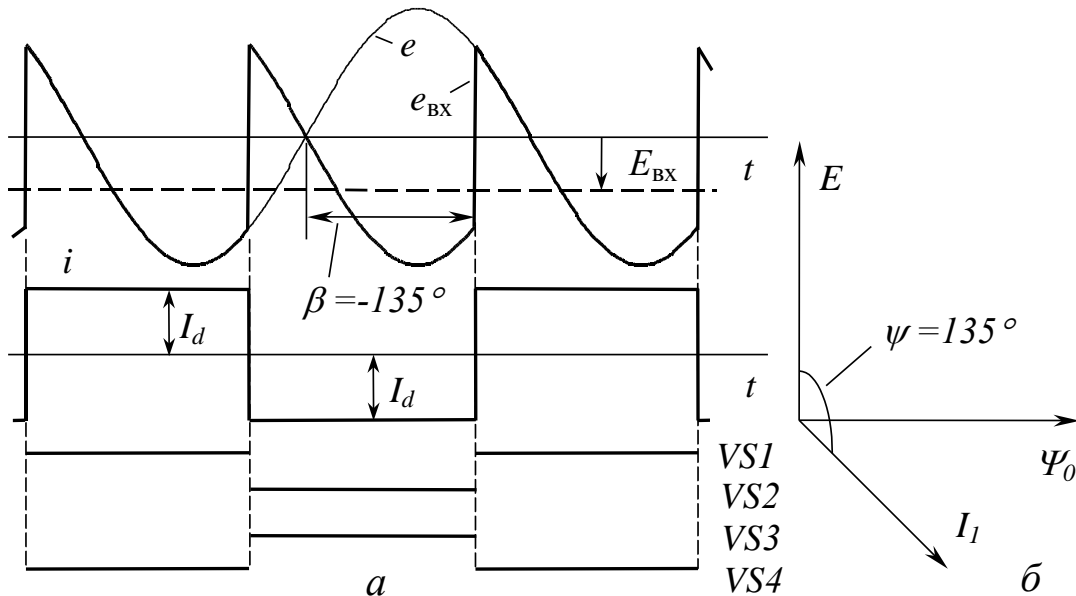


Рис. 4.23. Робота інвертора струму в режимі випрямляча (рекуперації електричної машини)

За роботи електричної машини в режимі ідеального холостого ходу кут ψ між струмом статора та ЕРС (рис. 3.22,б) дорівнює 90° (за умови нехту-

вання втрат у сталі). Середня зведена до входу проти-ЕРС у цьому випадку знижується до нуля (рис. 4.22,а) і споживання інвертором енергії від випрямляча припиняється (якщо не враховувати втрат в активному опорі). Кут керування випрямляча сягає 90° , а випрямлена напруга – нуля.

У режимі рекуперативного гальмування електричної машини її ЕРС випереджає струм статора на кут, більший за 90° (рис. 4.23).

Середня зведена до входу проти-ЕРС змінює знак. Щоб напрямок випрямленого струму залишився незмінним, керований випрямляч повинен перейти до інверторного режиму, збільшивши кут керування понад 90° та змінивши знак випрямленої напруги (рис. 4.24). Інвертор струму, навпаки, переходить до режиму керованого випрямляча, споживаючи енергію від електричної машини. Робочою точкою на площині зовнішніх характеристик буде точка перетину ліній 3 та 3' на рис. 4.21. Напрямок випрямленого струму, хоча й не змінився, тепер визначається більшою за модулем ЕРС E_{BX} .

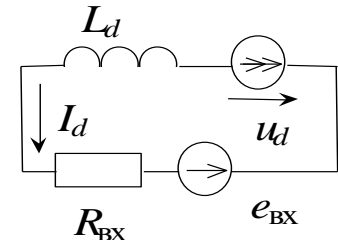


Рис. 4.24

Слід звернути увагу на те, що зміна напрямку передачі енергії відбулася без зміни знаку випрямленого струму та без використання додаткових перетворювачів. Це дуже важлива риса перетворювачів частоти з інверторами струму.

Інвертор струму, що працює в режимі випрямляча, проте, не цілком подібний до керованого випрямляча з природною комутацією. Справа в тому, що тиристри звичайного випрямляча вмикаються лише праворуч від їх точок природної комутації, тобто тоді, коли від мережі до їх анодів прикладається позитивний потенціал (це необхідна умова природної комутації). До тиристора ж інвертора струму в момент його відкриття прикладається з боку навантаження негативний потенціал, а відкривається він під впливом джерела струму. Тому і закривання одноопераційних тиристорів в інверторі струму в цьому режимі можливе тільки за допомогою ємнісної комутації. Можна вважати, що інвертор струму в режимі випрямляча працює як випрямляч зі штучною комутацією, моменти якої випереджують точки природної комутації.

Якщо навантаженням інвертора струму є обмотка статора синхронного двигуна, можливий дуже цікавий режим, коли струм статора за фазою випереджає ЕРС (рис. 4.25). Для цього треба збільшити збудження синхронної машини понад номінальне.

У такій ситуації наступні ключі завжди вмикаються тоді, коли проти-ЕРС має полярність, що сприяє їх відкриттю. Зображені на рис. 4.17 полярності проти-ЕРС та струму якраз відповідають моменту, який передують комутації з $VS1$ на $VS3$. Завдяки тому, що комутація починається раніше, ніж проти-ЕРС стане негативною, утворюється два контури комутації (“ $VS1$ – навантаження – $VS3$ ” та “ $VS2$ – навантаження – $VS4$ ”, в яких комутаційні струми закривають $VS1$ та $VS4$. Унаслідок наявності в контурах комутації індуктивності процес комутації не миттєвий. Якщо час γ (рис. 4.26), потрібний для комутації, менший кута β ,

комутація буде вдалою. Інакше тиристри не зможуть закритись і відбудеться зрив інвертування, коли до навантаження буде подаватися постійний струм.

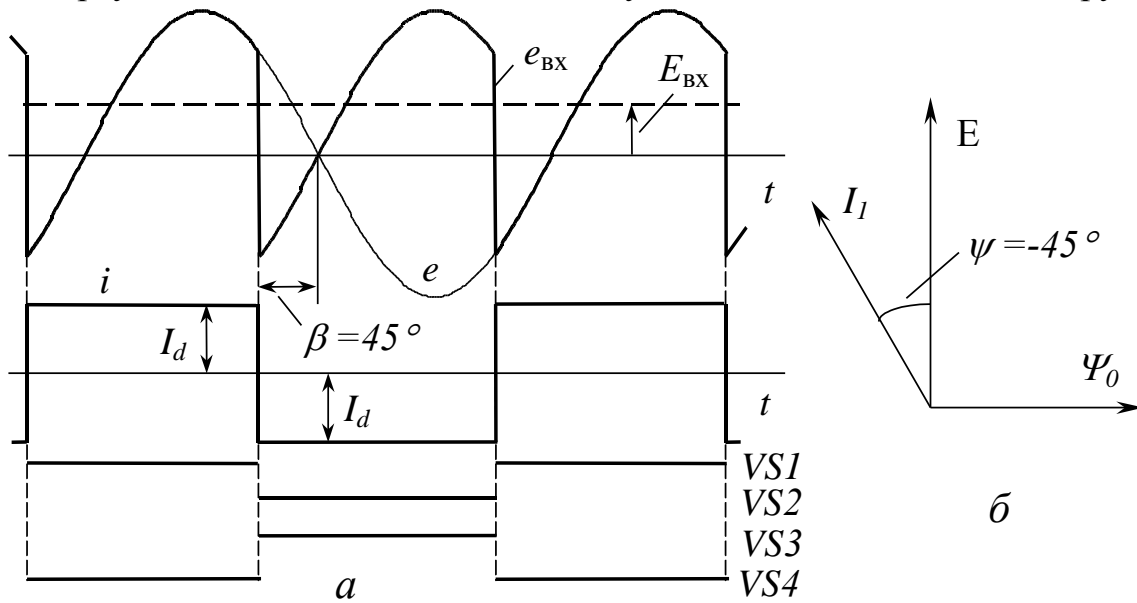


Рис. 4.25. Робота інвертора струму в режимі веденого навантаженням інвертора (комутація миттєва)

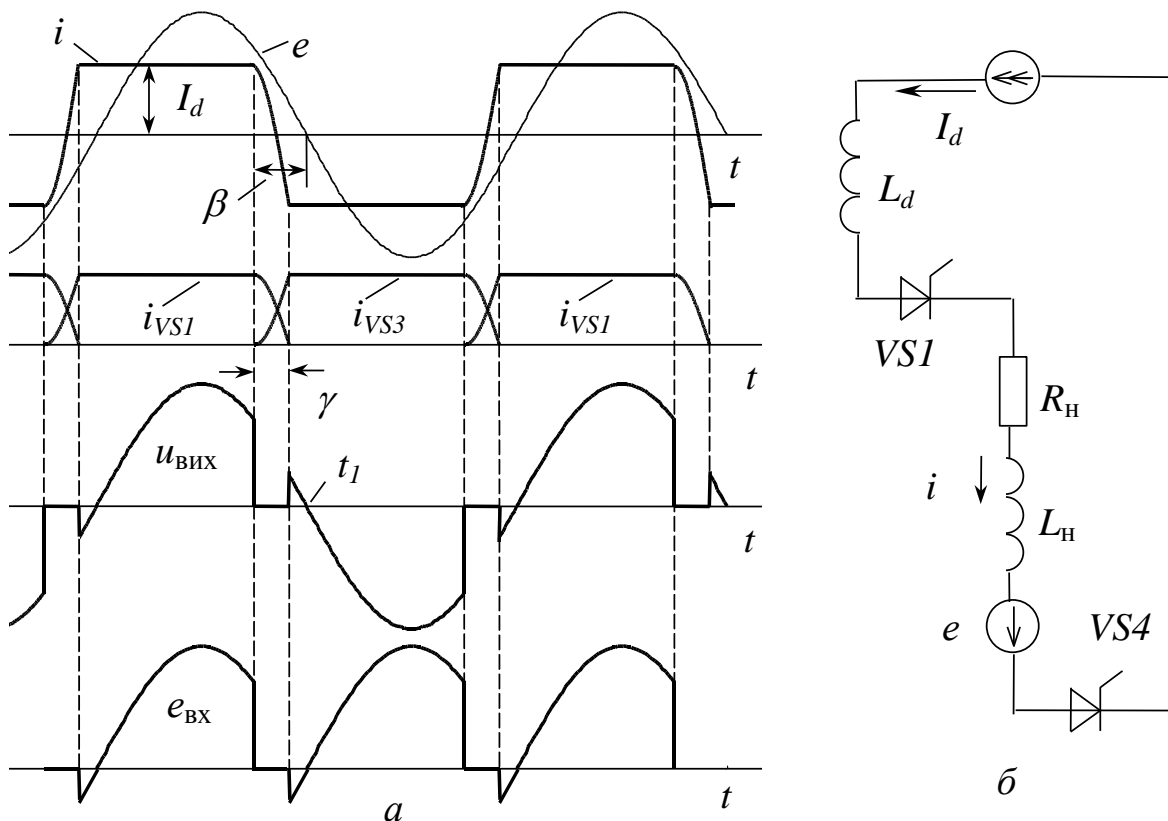


Рис. 4.26. Робота однофазного інвертора струму в режимі веденого інвертора з урахуванням тривалості комутації

Доки відкриті обидві пари тиристорів, напруга на навантаженні, а також ЕРС, зведена до входу, дорівнюють нулю (рис. 4.26). Закономірності перебігу комутаційних процесів у такому інверторі такі самі, як і в інверторі, веденому мережею.

Таким чином, комутуючий конденсатор може стати непотрібним, якщо навантаження містить у собі джерело знакозмінної проти-ЕРС за умови, що ця ЕРС має фазове запізнення відносно струму. Комутацію за допомогою проти-ЕРС електричної машини іноді називають машинною комутацією. На жаль, подібний режим неможливий при живленні асинхронної машини, бо в неї струм статора не може випереджувати ЕРС.

Якщо кут інвертування β менший за тривалість комутації γ , на момент зміни знаку проти-ЕРС навантаження (наприклад, у момент часу t_1 на рис. 4.26,б) попередня пара тиристорів (наразі це $VS1$ та $VS4$) не встигне остаточно закритися, а наступна – відкритися. Тому під впливом цієї ЕРС процес комутації припиняється, оскільки до анодів тиристорів $VS1$ та $VS4$ знову прикладається позитивна напруга, а до анодів – $VS2$ та $VS3$ негативна. Виникає коло короткого замикання через джерело струму, навантаження та ті тиристори, які не спромоглися закритися (рис. 4.26,б). Обидва джерела (струму та проти-ЕРС) в цьому колі ввімкнені згідно. Подібний режим, як і в інверторах, ведених мережею [23], називають перекиданням інвертора. Вивести перетворювач із цього режиму засобами керування можливо буде лише на наступному періоді шляхом збільшення кута інвертування для ключів $VS2$ та $VS3$. Проте, оскільки тиристори навряд чи витримають режим короткого замикання протягом періоду, вживають більш радикальних заходів (як і у випрямлячах): обмежують кут інвертування знизу та вмикають в коло постійного струму швидкодіючий автоматичний вимикач, який розриває контур короткого замикання у разі його виникнення.

Інвертори струму, в яких тиристори комутуються знакозмінною ЕРС навантаження, називають інверторами, веденими навантаженням. Певною мірою вони втратили риси автономності і багато в чому нагадують інвертори, ведені мережею [23]:

- силові схеми ідентичні;
- енергія передається з кола постійного струму до кола змінного струму;
- у колі постійного струму ввімкнений згладжувальний дросель;
- подібний характер вхідних та вихідних напруг і струмів;
- однакові кількісні співвідношення між вхідними та вихідними струмами і напругами;
- однакова структура контурів комутації та схожий характер процесів комутації;
- подібний характер аварійних режимів;
- кут β поміж проти-ЕРС та інвертованим струмом в інверторі, веденому навантаженням, подібний до кута між напругою мережі та інвертованим струмом у інверторі, веденому мережею.

Однак тим, що роль мережі в інверторі струму виконує двигун змінного струму, обумовлені деякі особливості такого інвертора. Швидкість обертання двигуна не завжди постійна, а тривалість процесу комутації тим більша, чим менша проти-ЕРС. Тому за малих швидкостей обертання двигуна (тим більше під час пуску), коли проти-ЕРС мала, комутація за допомогою навантаження

неможлива. Унаслідок цього навіть інвертори, ведені навантаженням, мають додаткові комутуючі конденсатори, хоча й набагато меншої ємності.

Робота трифазних мостових інверторів струму (рис. 4.10, 4.13) на проти-ЕРС відбувається подібним чином. На рис. 4.27 зображені процеси в такому інверторі в такій самій ситуації, що й на рис. 4.25. Їх особливостями є лише більша частота та менша амплітуда коливань $e_{вх}$, а також те, що до контурів комутації входять дві фази навантаження (як і в трифазних мостових керованих випрямлячах).

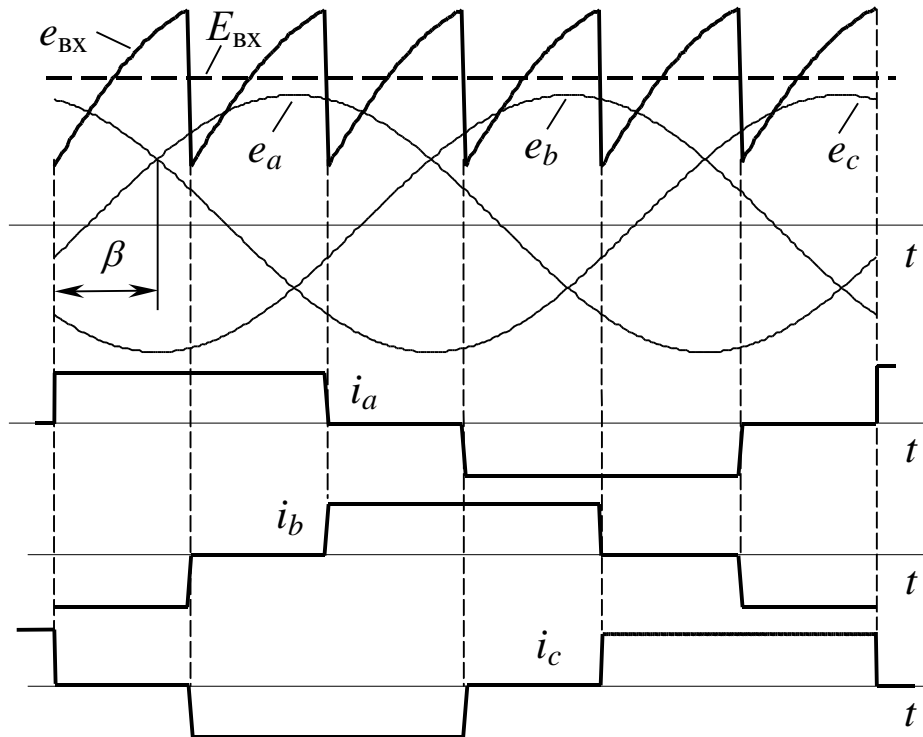


Рис. 4.27. Трифазний мостовий інвертор струму в режимі веденого навантаження інвертора

Інвертори, ведені навантаженням, використовуються в електроприводі з вентильним двигуном. Оскільки в синхронному двигуні фаза проти-ЕРС пов'язана з просторовим положенням ротора, випередження β моментів комутації відносно проти-ЕРС забезпечується за допомогою датчика положення ротора.

4.6 Інвертори струму з ШІМ

Для покращання форми вихідного струму в інверторах струму також використовують широтно-імпульсну модуляцію. Розглянемо цей спосіб керування спочатку на прикладі однофазного АІС (рис. 4.28). Для реалізації ШІМ обов'язковими є використання в АІС цілком керованих ключів та ємнісного фільтру на виході. Як завжди, АІС живиться від джерела струму ДС, внаслідок чого вхідний струм I_d незмінний. На рис. 4.28 через $i_{PWM} = i_c + i_n$ позначений вихідний струм АІС з ШІМ, i_c – струм конденсатора, i_n – струм навантаження (стрілками показаний позитивний напрямок струмів).

Більшу частину півперіоду вихідного струму, як і за звичайного керування, відкриті ключі відповідної діагоналі ($VS1, VS4$ або $VS2, VS3$). Однак на

початку та наприкінці кожного півперіоду вводяться паузи, для чого замість одного з тиристорів катодної групи відкривається інший тиристор тієї ж групи ($VS2$ замість $VS4$ або $VS4$ замість $VS2$). Протягом цих пауз джерело струму працює в режимі короткого замикання через ключі $VS1$ та $VS2$ або $VS3$ та $VS4$, а струм i_{PWM} на виході АІС відсутній.

У другій половині позитивного півперіоду струм навантаження (переривиста лінія на рис. 4.29) уже дорівнює вихідному струму АІС $i_H = i_{PWM} = I_d$, конденсатор заряджений до вихідної напруги АІС (з полярністю, вказаною на рис. 4.28), а його струм $i_C = 0$ (пунктирна лінія). Відкриття замість $VS2$ тиристора $VS4$ (момент часу t_1) призводить до зникнення струму на виході АІС. Конденсатор починає розряджатися на навантаження ($i_C < 0$), забезпечуючи безперервність його струму, зменшуючи ЕРС самоіндук-

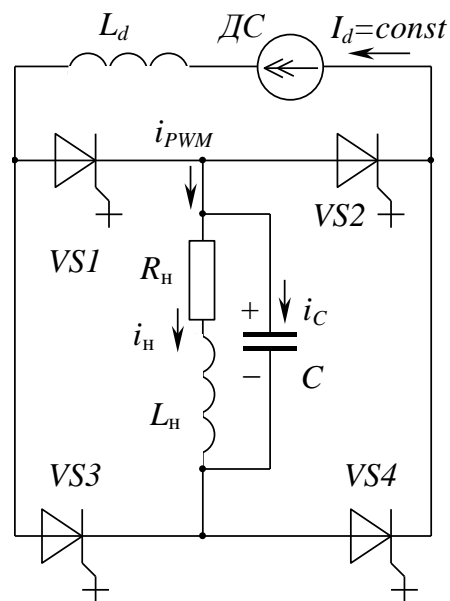


Рис. 4.28
Однофазний АІС з ШІМ

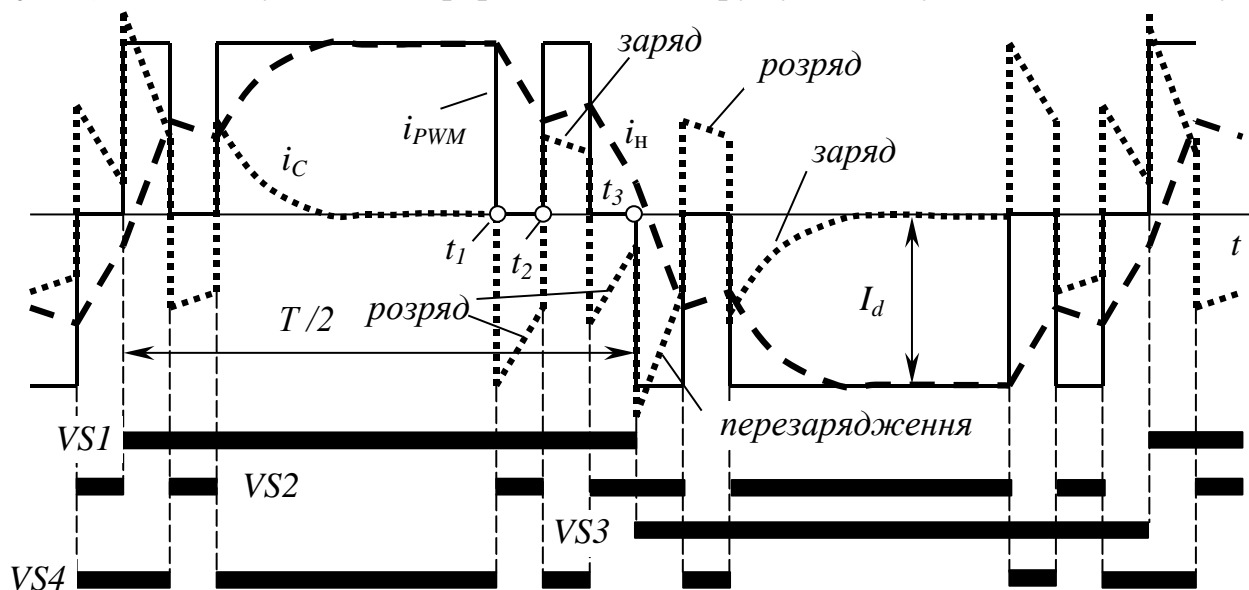


Рис. 4.29. Процеси в однофазному інверторі струму з ШІМ

ції в навантаженні та запобігаючи виникненню перенапруг на ключах. Струми навантаження та конденсатора знижуються. Нове відкриття $VS4$ замість $VS2$ (момент часу t_2) призводить до появи струму i_{PWM} , нового зростання струму навантаження та зміни знаку струму конденсатора (останній дозаряджається від ДС). Протягом наступної паузи продовжується зниження струму навантаження. На початку нового півперіоду (момент часу t_3) до другого ключа приєднується третій, і вихідний струм АІС змінює знак на негативний. Починається перезарядження конденсатора та швидкий реверс струму навантаження. Перебіг процесів на другому півперіоді струму подібний до уже розглянутих.

Таким чином, поява пауз у вихідному струмі АІС призводить до поступової зміни струму навантаження на межі півперіодів та наближення його форми до синусоїди. Ще кращого результати можна досягти, вводючи більшу кількість пауз, які мають різні тривалості та розташування на півперіоді.

Керування з використанням подібного принципу можливе і у трифазній схемі (рис. 4.30). Для цього також треба ввести інтервали, на яких вихідний струм АІС відсутній, а джерело струму закорочене двома тиристорами однієї фази. На рис. 4.31 показані часові діаграми керуючих імпульсів та струмів інвертора. Імпульси керування кожним тиристором (наприклад, $VS1$) формуються наступним чином. Протягом шостої частини періоду (60°) кожний тиристор отримує безперервний (основний) імпульс керування (для ключа $VS1$ це імпульс u_1 на інтервалі 1). На сусідніх інтервалах тієї ж тривалості (для $VS1$ це 2 та 6) до керуючого електроду надходять відносно короткі імпульси, тривалість яких тим менша, чим більш віддалені ці імпульси від основного. Під час формування основного імпульсу другого тиристора цієї ж фази (інтервал 4) тиристор $VS1$ отримує т.зв. "байпасні" імпульси, призначені для короткого замикання джерела струму та відокремлення навантаження від АІС (на рис. 4.31 позначені з штрихуванням). Тривалість цих імпульсів найбільша всередині цього інтервалу та зменшується біля його країв. Коли одночасно з $VS1$ відкритий тиристор $VS6$, конденсатор C_{AC} заряджений, з полярністю, показаною на схемі, що сприяє підтримуванню струмів фаз A та C навантаження під час дії байпасних імпульсів. Форма вихідного струму АІС (i_{APWM} на рис. 4.31) та струму навантаження (i_A) подібні до таких в однофазній схемі і кращі, ніж в АІС з амплітудною модуляцією (див. п. 4.3).

Подібний алгоритм можна використати для керування випрямлячем (у тому числі вхідним випрямлячем ПЧ з АІС) для мінімізації споживання реактивної потужності та покращання форми споживаного струму. Для цього необхідно цілком керовані ключі та синхронізувати імпульси керування ключами випрямляча з напругою мережі (так, для тиристора $VS1$ границя між інтервалами 5 та 6 повинна бути суміщена з моментом переходу напруги фази A мережі від негативних до позитивних значень).

Контрольні запитання

1. Чому в АІС немає потреби у зворотних діодах?
2. Накресліть схему контурів перезарядження та дозарядження конденсатора C_{26} після вимикання тиристора $VS6$ (схема рис. 4.10).
3. За допомогою якого тиристора закривається силовий тиристор $VS4$ в схемі рис. 4.13?

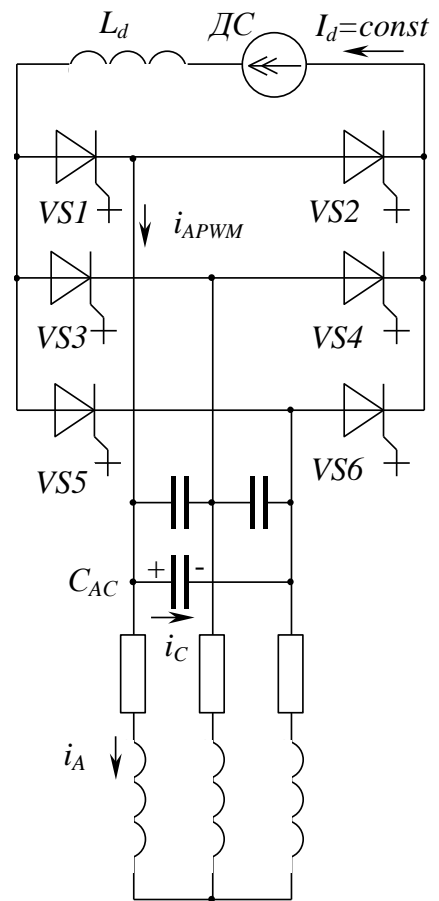


Рис. 4.30
Трифазний АІС з ШІМ

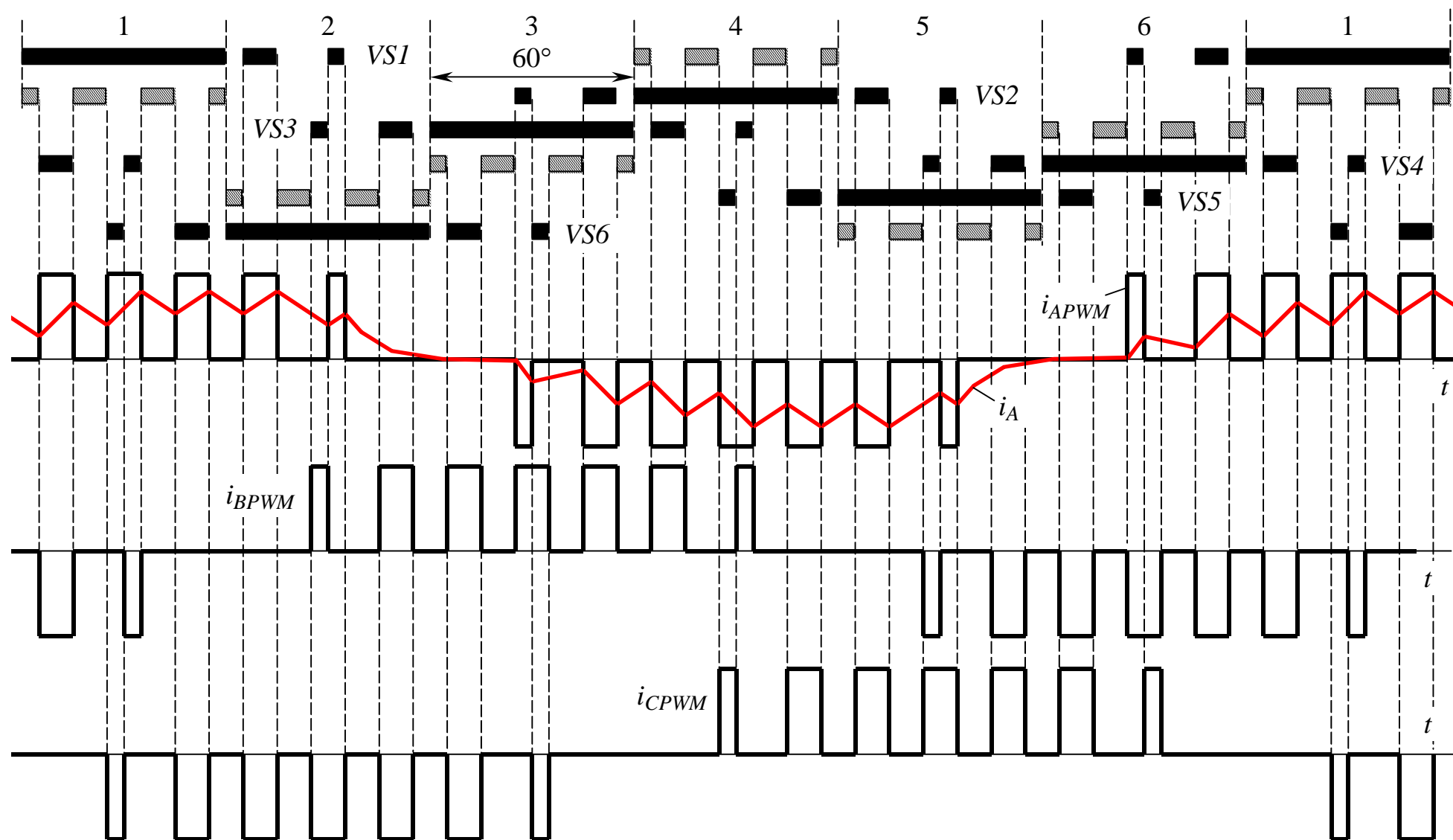


Рис. 4.31. Процеси в трифазному інверторі струму з ШІМ

4. За яких умов можлива комутація ключів АІС за допомогою проти-ЕРС навантаження?
5. Із яким запізненням відкривається ключ $VS3$ відносно $VS1$ у схемі рис. 4.10?
6. Скільки тиристорів одночасно відкрито у трифазному АІС?
7. Яка умова відкривання відсікального діода під час комутації в схемі рис. 4.10?
8. Із якою полярністю заряджений конденсатор $C24$ перед закриванням $VS2$?
9. З якої причини втрати у навантаженні в прикладі 4.1 більші, ніж у прикладі 3.3?
10. Чому вхідний випрямляч ПЧ з АІС завжди неререверсивний?

Відповіді:

1: тому що вхідний струм АІС не може змінити знак; 2: “джерело струму – $VS3$ – фаза B – фаза C – $VD6$ – $C26$ – $VS2$ – джерело струму” (перезаряд), “фаза C – $VD6$ – $C26$ – $VD2$ – фаза A ” (дозаряд); 3: $VS10$; 4: коли на момент вмикання ключа у фазі відповідна фазна проти-ЕРС направлена згідно зі струмом цього ключа; 5: 120° ; 6: два; 7: перевищення напругою на конденсаторі лінійної проти-ЕРС навантаження; 8: знизу плюс; 9: внаслідок більшого вмісту вищих гармонік у вихідному струмі; 10: тому що за незмінного випрямленого струму він здатний перейти до інверторного режиму шляхом зміни знаку випрямленої напруги (якщо кут керування $\alpha > 90^\circ$).

Вправи

1. Накресліть часові діаграми вихідного струму та вхідної ЕРС трифазного АІС, навантаженням якого є двигун змінного струму, якщо фазний струм двигуна запізнюється відносно його фазної ЕРС на кут $\psi = 30^\circ$. Розрахуйте діюче значення першої гармоніки вихідної напруги АІС, якщо діюча фазна ЕРС двигуна 200 В, середній вхідний струм 20 А, активний опір навантаження 0,1 Ом, індуктивний 0,2 Ом. (Відповідь: 199,82 В).
2. Однофазний інвертор струму з вихідною потужністю $P = 22$ кВт живиться від керованого випрямляча з випрямленою напругою $U_d = 513$ В. Розрахувати середній вхідний струм та діюче значення вихідного струму АІС. (Відповідь: $I_d = I = 42,9$ А).

Висновки

У результаті опрацювання даного розділу студент повинен:

знати:

- особливості АІС порівняно з АІН;
- схеми силових кіл АІС на цілком керованих та півкерованих ключах;
- причини виникнення та способи зниження комутаційних перенапруг в АІС;
- особливості роботи АІС на проти-ЕРС;

уміти:

- розрахувати основні параметри та амплітуди гармонік вихідного струму АІС;
- здійснити якісний аналіз електромагнітних процесів в АІС.

РОЗДІЛ 5. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ІНВЕРТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ

Навчальні цілі: усвідомити характер взаємодії дволанкового перетворювача частоти з живильною мережею змінного струму; вивчити способи гальмування в електроприводах із ПЧ, перебіг аварійних процесів у них, принципи вибору силових елементів ПЧ

5.1. Способи гальмування у перетворювачі частоти з інвертором напруги ♦

Потреба в переході двигуна до гальмівного режиму виникає перед його зупинкою або під час переходу до нижчої швидкості. У дволанковому перетворювачі частоти можливі два способи гальмування асинхронного двигуна: рекуперативне та динамічне.

Перехід до рекуперативного режиму відбувається природним чином без зміни структури силового кола лише шляхом зміни фазового зсуву між вихідною напругою інвертора та ЕРС статора (див. п. 3.5 та 4.5) або зменшення частоти вихідної напруги порівняно з частотою ЕРС. Рекуперація супроводжується реверсом струму на вході АІН, передачею енергії до кола постійного струму та зарядом конденсаторного фільтра. Якщо вхідний випрямляч неререверсивний, передача енергії до мережі змінного струму неможлива, і напруга на конденсаторі зростатиме. Така ж сама проблема характерна і для електроприводів із переривниками постійного струму. Є кілька шляхів її вирішення.

Перший із них – організація мережі постійного струму, де від спільного випрямляча живляться різні споживачі постійного струму, пов'язані територіально або технологічно (наприклад, електрифіковані транспортні засоби, інвертори електроприводів клітей багатоклітьового прокатного стану, механізмів промислового робота або верстата з програмним керуванням). За достатньої кількості та потужності, а також різноманітності режимів таких споживачів рекуперована енергія завжди буде спожита в ланці постійного струму.

Другий варіант – зменшення темпу гальмування таким чином, щоб рекуперована енергія витрачалася лише на втрати в двигуні та інверторі, практично не доходячи до ланки постійного струму (це легко реалізувати стабілізацією напруги U_d шляхом автоматичної зміни темпу гальмування). Струм статора буде суто індуктивним (як на рис. 3.17), середній струм ланки постійного струму – нульовим. На жаль, відносний гальмівний момент буде невеликим, причому тим меншим, чим більша потужність двигуна [6] (причина – більший ККД потужних машин та інверторів). Тому такий спосіб використовують в електроприводах малої потужності з малими маховими масами, рідкими зупинками та невисокими вимогами до швидкодії.

Якщо необхідно інтенсифікувати гальмівні режими, найпростішим рішенням є використання гальмівного резистора R_r у колі постійного струму (рис. 5.1), який за допомогою спеціального розрядного ключа VSO підключається до конденсатора після підвищення напруги на ньому до неприпустимого рівня. Гальмівна енергія, накопичена в конденсаторі, розсіюється на резисторі у вигляді тепла. Такий спосіб утилізації гальмівної енергії використовують в електроприводах малої і середньої потужності, для яких характерні відносно мала частота пусків та невисокі вимоги до енергетичних показників. Випускаються

силові модулі, до складу яких, окрім інвертора та випрямляча, входять розрядні IGBT-ключі (рис. 1.17,ц).

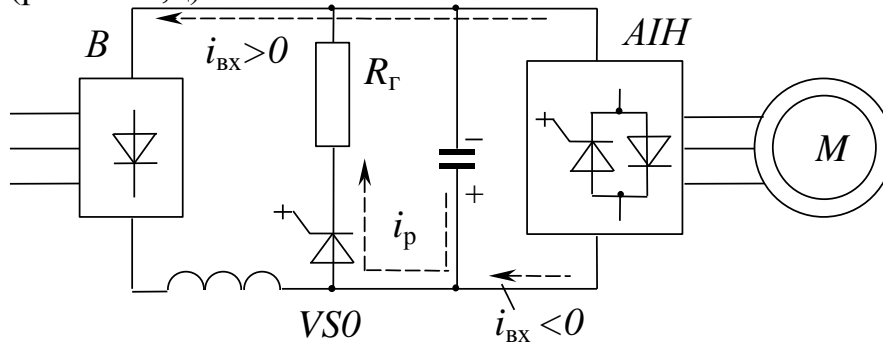


Рис. 5.1. Гальмівний резистор у колі постійного струму

Потрібний опір гальмівного резистора можна розрахувати виходячи або з найбільшої потужності гальмування

$$R_r = \frac{P_r - \Delta P}{U_{dm}^2},$$

або з середнього струму на вході інвертора під час найбільш інтенсивного гальмування

$$R_r = \frac{U_{dm}}{I_{BX}}.$$

Тут P_r – найбільша механічна потужність гальмування, Вт (визначається технологічними та конструктивними особливостями механізму); ΔP – сумарні втрати в двигуні, механічній передачі та інверторі, Вт; U_{dm} – максимально допустима напруга кола постійного струму (може перевищувати номінальну на 20...30%).

За відсутності даних про втрати їх можна не враховувати.

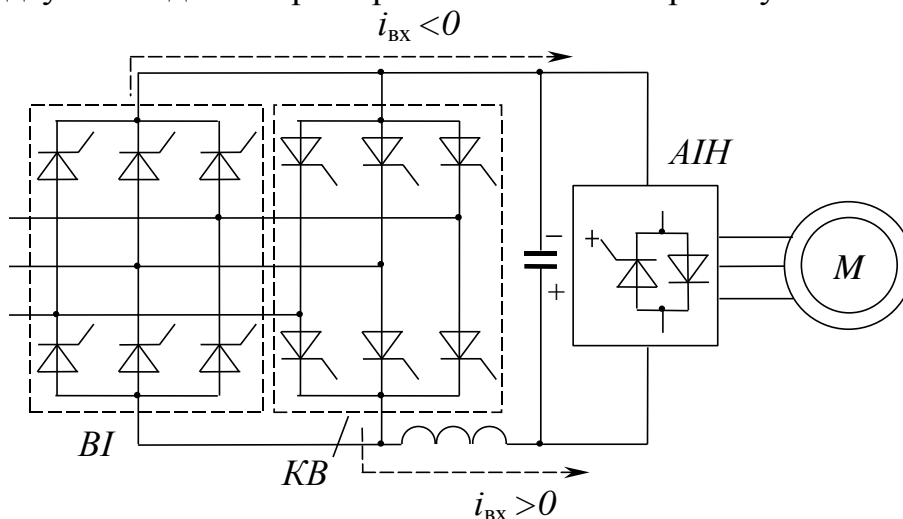


Рис. 5.2. Ведений мережею інвертор для рекуперації

Аби не втрачати гальмівну енергію, застосовують реверсивний вхідний випрямляч. Для цього зустрічно-паралельно мосту, який живить ланку постійного струму (керованому або некерованому), вмикають інший. Додатковий міст, працюючи в інверторному режимі, у разі потреби передає енергію з ланки постійного струму до мережі змінного струму. У разі використання одноопера-

ційних тиристорів цей міст працює як звичайний ведений мережею інвертор (ВІ на рис. 5.2) з невеликим постійним кутом інвертування β [23]. Використовуються також схеми з двома ланками постійного струму (рис. 5.3), де гальмівна енергія з моста зворотних діодів МЗД надходить до веденого інвертора через окремий LC -фільтр. У такій схемі, хоча й використовують два фільтри, спрощується керування КВ та ВІ внаслідок відсутності безпосереднього електричного зв'язку між ними. Форма рекуперованого струму несинусоїдальна, а коефіцієнт потужності в режимі рекуперації з тиристорним ВІ невисокий. Тому в потужних електроприводах із жорсткими вимогами до енергетики використовують інвертор на цілком керованих ключах, який разом із діодним мостом утворює т.зв. активний випрямляч (п. 5.4). Він здатен забезпечити практично ідеальну форму струму мережі та близький до одиниці коефіцієнт потужності за обох напрямків обміну енергією з мережею змінного струму.

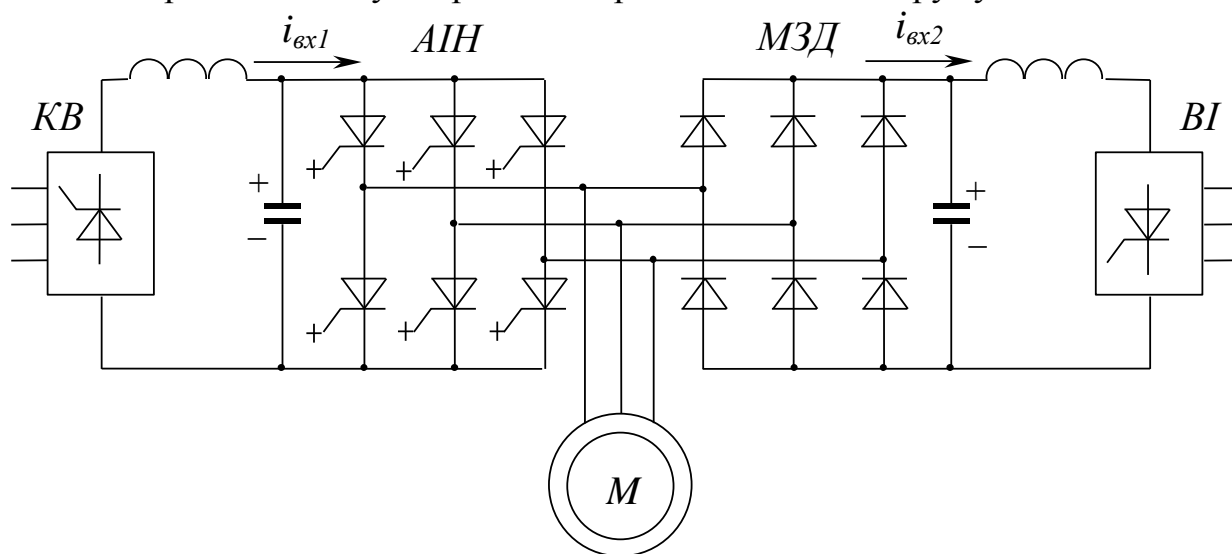


Рис. 5.3. Перетворювач частоти з двома ланками постійного струму

Якщо гальмівні режими достатньо інтенсивні, а усі розглянуті способи з якихось причин неприйнятні, використовують динамічне гальмування. Воно здійснюється шляхом живлення двох фаз обмотки статора двигуна постійним струмом. Для цього необхідно змінити алгоритм керування ключами інвертора: закрити ключі однієї фази, а іншими чотирма керувати як мостовим переривником постійного струму (п. 2.6). Змінюючи шпаруватість роботи ключів, можна змінювати напругу $U = U_d \gamma$, подавану до статора, та рівень гальмівного струму. Перевагами такого способу гальмування є відсутність додаткових пристроїв та можливість фіксації ротора у певному положенні, недоліком – нестабільність темпу та тривалості гальмування, підвищені втрати в двигуні. У деяких ПЧ є можливість комбінування динамічного гальмування з рекуперативним (коли до обмотки статора одночасно подаються змінна та постійна напруги).



Приклад 5.1. Гальмівний резистор у колі постійного струму

Асинхронний двигун 4А180S4 у складі частотно-керованого електропривода здійснює спускання вантажу в рекуперативному режимі на природній механічній характеристиці з номінальним моментом. Параметри двигуна:

$P_H = 22$ кВт, $n_H = 1470$ об/хв, $\eta_H = 0,9$. Напряга живлення перетворювача частоти $U_{жл} = 380$ В, вхідний випрямляч – трифазний мостовий. Розрахувати опір гальмівного резистора в колі постійного струму та його потужність.

Номинальний момент двигуна

$$M_H = \frac{9550 P_H}{n_H} = \frac{9550 \cdot 22}{1470} = 142,9 \text{ Нм.}$$

Номинальне ковзання

$$s_H = \frac{n_c - n_H}{n_c} = \frac{1500 - 1470}{1500} = 0,02.$$

Швидкість спускання вантажу

$$\omega_r = \omega_c (1 + s_H) = \frac{\pi n_c}{30} (1 + s_H) = \frac{\pi \cdot 1500}{30} (1 + 0,02) = 160,2 \text{ с}^{-1}.$$

Гальмівна потужність

$$P_r = M_H \omega_r = 142,9 \cdot 160,2 = 22892,6 \text{ Вт.}$$

Втрати у двигуні

$$\Delta P_d = P_H \frac{1 - \eta_H}{\eta_H} = 22000 \frac{1 - 0,9}{0,9} = 2444,4 \text{ Вт.}$$

Потужність, яка має бути розсіяна на резисторі

$$P_R = P_r - \Delta P_d = 22892,6 - 2444,4 = 20448,2 \text{ Вт.}$$

Напряга ланки постійного струму

$$U_d = \sqrt{2} U_{жл} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4 \text{ В.}$$

Опір гальмівного резистора

$$R_r = \frac{P_R}{U_d^2} = \frac{20448,2}{534,7^2} = 0,0715 \text{ Ом.} \quad \blacklozenge$$

5.2. Взаємодія перетворювача частоти з живильною мережею \blacklozenge

Під час аналізу енергетичних показників у колах змінного струму використовують три складові повної потужності $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}$:

- активну потужність P , яка за винятком втрат іде на виконання корисної роботи;
- реактивну потужність зсуву $Q = P \operatorname{tg} \varphi$, обумовлену взаємним зсувом (φ) перших гармонік напруги та струму;
- неактивну потужність викривлень T , обумовлену вищими гармоніками струму.

Повна потужність визначає завантаження живильних ліній, комутаційних пристроїв та силових трансформаторів.

Коефіцієнт потужності $\chi = P/S$ будь-якого споживача змінного струму залежить від двох основних характеристик споживача: коефіцієнту зсуву першої гармоніки споживаного струму $\cos \varphi$ (відносно напруги мережі) та коефіцієнту викривлень цього струму v_I :

$$\chi = \nu_I \cos \varphi < 1.$$

Чим менший коефіцієнт зсуву, тим більшим буде струм споживача навіть за незмінної його активної потужності. Він спричинює до збільшення втрат у живильній мережі та зменшення її пропускної здатності. Малий коефіцієнту викривлень (тобто, несинусоїдальна форма струму), призводить, крім того, до спотворення форми напруги та порушення роботи інших споживачів. Особливо актуальною ця проблема є для потужних перетворювачів частоти.

Вхідний випрямляч дволанкового перетворювача частоти є не тільки джерелом живлення автономного інвертора, а й ланкою, яка з'єднує ПЧ із мережею змінного струму. Саме він визначає такі важливі експлуатаційні показники ПЧ, як коефіцієнт потужності, форма споживаного струму, ступінь впливу на мережу, електромагнітна сумісність, характер аварійних процесів.

А) Особливості вхідних випрямлячів

Для живлення інверторів напруги та струму з амплітудною модуляцією (АМ) використовують керовані випрямлячі (як КВ на рис. 5.2). Регулювання швидкості асинхронного двигуна потребує зміни не тільки частоти вихідної напруги ПЧ, а й її рівня (найчастіше за законом $U/f = U_n/f_n = const$). Якщо відносна швидкість двигуна $\nu = \omega/\omega_n = f/f_n$, то відносна напруга інвертора і випрямляча мають бути пропорційні швидкості $u = U/U_n = f/f_n = \nu$. Оскільки ж зміна напруги випрямляча відбувається шляхом фазового регулювання, то з іншого боку його відносна напруга $u = U_d/U_{d0} = \cos \alpha$. Порівнявши останні два вирази та беручи до уваги, що кут зсуву вхідного струму випрямляча приблизно дорівнює куту керування $\varphi \approx \alpha$, отримуємо коефіцієнт зсуву

$$\cos \varphi \approx \nu.$$

Насправді внаслідок впливу процесів природної комутації ключів він менший: $\cos \varphi \approx \cos(\alpha + \gamma/2)$, де γ – тривалість процесу комутації, рад [1, 23].

Таким чином, зниження швидкості асинхронного двигуна за допомогою ПЧ з АМ супроводжується приблизно пропорційним зменшенням коефіцієнту зсуву та збільшенням споживаної з мережі реактивної потужності. Ситуація виявиться ще гіршою, якщо врахувати несинусоїдальність вхідного струму випрямляча. Навіть за ідеально згладженого струму на виході випрямляча коефіцієнт викривлень ν_I його вхідного струму не перевищує:

- для однофазної мостової схеми 0,903;
- для трифазної мостової 0,9549;
- для 12-пульсної складеної 0,9896.

Для закону частотного керування $U/f^2 = U_n/f_n^2 = const$, який використовують для турбомеханізмів (вентилятори, насоси, димососи тощо) зростання реактивної потужності зі зниженням швидкості буде ще стрімкішим, оскільки для нього $\cos \varphi \approx \nu^2$.

У періоди ж пуску та уповільнення, коли швидкість і напруга близькі до нуля, споживання реактивної потужності зростає ще більше.

Приклад 5.2. Середньовзважений коефіцієнт потужності ПЧ з АМ

Дволанковий ПЧ з амплітудною модуляцією працює у складі електропривода в повторно-короткочасному режимі з діаграмами швидкості v та моменту μ , зображеними на рис. 5.4. Значення швидкості та моменту у відносних одиницях для кожного з трьох інтервалів діаграми наведені у табл. 5.1. Розрахувати середньовзважений коефіцієнт потужності ПЧ з урахуванням того, що вхідний випрямляч є трифазним мостовим та керованим. Нульовий кут керування відповідає номінальній швидкості двигуна. Втратами в ПЧ та двигуні знехтувати.

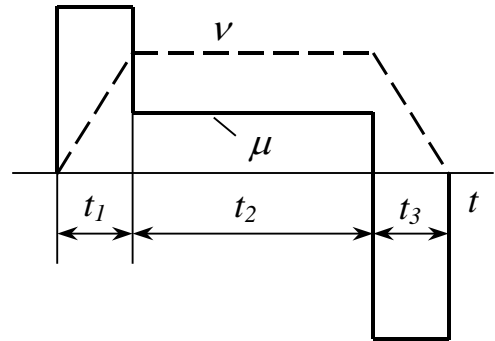


Рис. 5.4. Діаграми швидкості та моменту

Активна енергія, спожита ПЧ на кожному з трьох інтервалів

$$W_{a1} = \int_0^{t_1} p dt = \int_0^{t_1} \mu_1 v dt = \mu_1 \int_0^{t_1} 0,5t dt = 0,5 \mu_1 \frac{t_1^2}{2} = 0,5 \cdot 2,5 \frac{1}{2} = 0,625;$$

$$W_{a2} = \mu_2 v_2 t_2 = 1 \cdot 0,5 \cdot 10 = 5;$$

$$W_{a3} = -W_{a1} = -0,625.$$

Таблиця 5.1

Вихідні дані до прикладу 5.2

i	1	2	3
$t_i, \text{с}$	1	10	1
μ_i	2,5	1	-2,5
v_i	0,5t	0,5	0,5(1-t)

Реактивна енергія зсуву, спожита на першому інтервалі

$$W_{\varphi 1} = \int_0^{t_1} p \operatorname{tg} \varphi dt = \int_0^{t_1} \mu_1 v \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}}{\cos \varphi} dt = \mu_1 \int_0^{t_1} \sqrt{1 - v^2} dt = \frac{\mu_1}{0,5} \int_0^{v_2} \sqrt{1 - v^2} dv.$$

Згідно з [34]

$$\int \sqrt{a^2 - x^2} dx = \frac{x}{2} \sqrt{a^2 - x^2} + \frac{a^2}{2} \arcsin \frac{x}{a}.$$

Тому

$$W_{\varphi 1} = \frac{\mu_1}{0,5} \left(\frac{v_2}{2} \sqrt{1 - v_2^2} + \frac{1}{2} \arcsin v_2 \right) = \frac{2,5}{0,5} \left(\frac{0,5}{2} \sqrt{1 - 0,5^2} + \frac{\arcsin 0,5}{2} \right) = 2,392.$$

З міркувань симетрії реактивна енергія на третьому інтервалі

$$W_{\varphi 3} = W_{\varphi 1} = 2,392.$$

На другому інтервалі

$$W_{\varphi 2} = W_{a2} \operatorname{tg} \varphi = \mu_2 v_2 t_2 \frac{\sqrt{1 - v_2^2}}{v_2} = 1 \cdot 0,5 \cdot 10 \frac{\sqrt{1 - 0,5^2}}{0,5} = 8,66.$$

Середньовзважений коефіцієнт зсуву

$$\cos \varphi_c = \cos \left(\arctg \frac{\sum W_{\varphi i}}{\sum W_{a i}} \right) = \cos \left(\arctg \frac{2,392 + 8,66 + 2,292}{0,625 + 5 - 0,625} \right) = 0,3486.$$

Середньовзважений коефіцієнт потужності

$$\chi = \nu_I \cos \varphi_c = 0,9549 \cdot 0,3486 = 0,3329.$$

Як видно, внаслідок впливу пуско-гальмівних режимів середньовзважений коефіцієнт потужності значно менший, ніж в усталеному режимі на другому інтервалі. ◆

Якщо для регулювання напруги використовується ШІР або ШІМ, вхідний випрямляч – некерований. Зсув його вхідного струму відносно напруги мережі практично відсутній ($\cos \varphi \approx 1$). Проте характер його навантаження накладає значний відбиток на форму споживаного вхідного струму. Справа в тому, що в ПЧ із ШІМ у ланці постійного струму звичайно використовується ємнісний фільтр.

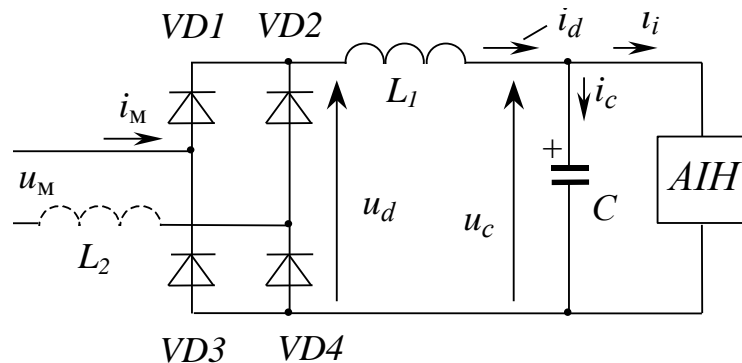


Рис. 5.5. Вхідний випрямляч ПЧ із ШІМ

Розглянемо процеси в однофазному випрямлячі з навантаженням у вигляді АИН із ШІМ та ємнісним фільтром (рис. 5.5), нехтуючи активними опорами елементів схеми.

Оскільки в колі заряду конденсатора завжди є індуктивні елементи (або дросель L_1 у ланці випрямленого струму, або комутаційний реактор L_2 на вході випрямляча), врахуємо їх наявність, перенісши їх до ланки постійного струму.

На рис. 5.6 зображені електромагнітні процеси у випрямлячі для двох значень (i_{i1} та i_{i2}) вхідного струму АИН (тобто двох рівнів навантаження перетворювача частоти). Наявність конденсатора у складі навантаження обумовлює доволі значну специфіку перебігу процесів у випрямлячі. Діоди можуть бути відкриті лише тоді, коли напруга на конденсаторі менша від напруги, яка прикладається до діодів із боку живильної мережі. Тому випрямлений струм i_d завжди переривистий. Через $e_d = |u_M|$ на рис. 5.6 позначено “випрямлену” ЕРС мережі (так виглядала би випрямлена напруга u_d , якби випрямлений струм був безперервним), через u_{c1} , u_{c2} та i_{d1} , i_{d2} – напруги на конденсаторі та випрямлені струми, які відповідають двом рівням струму інвертора.

Період пульсацій випрямленої напруги T_n складається із двох інтервалів:

- інтервалу T_3 , коли діоди випрямляча закриті, а конденсатор розряджається на інвертор зі струмом $i_c = -i_i$;
- інтервалу T_b , протягом якого діоди відкриті, і з мережі споживається енергія.

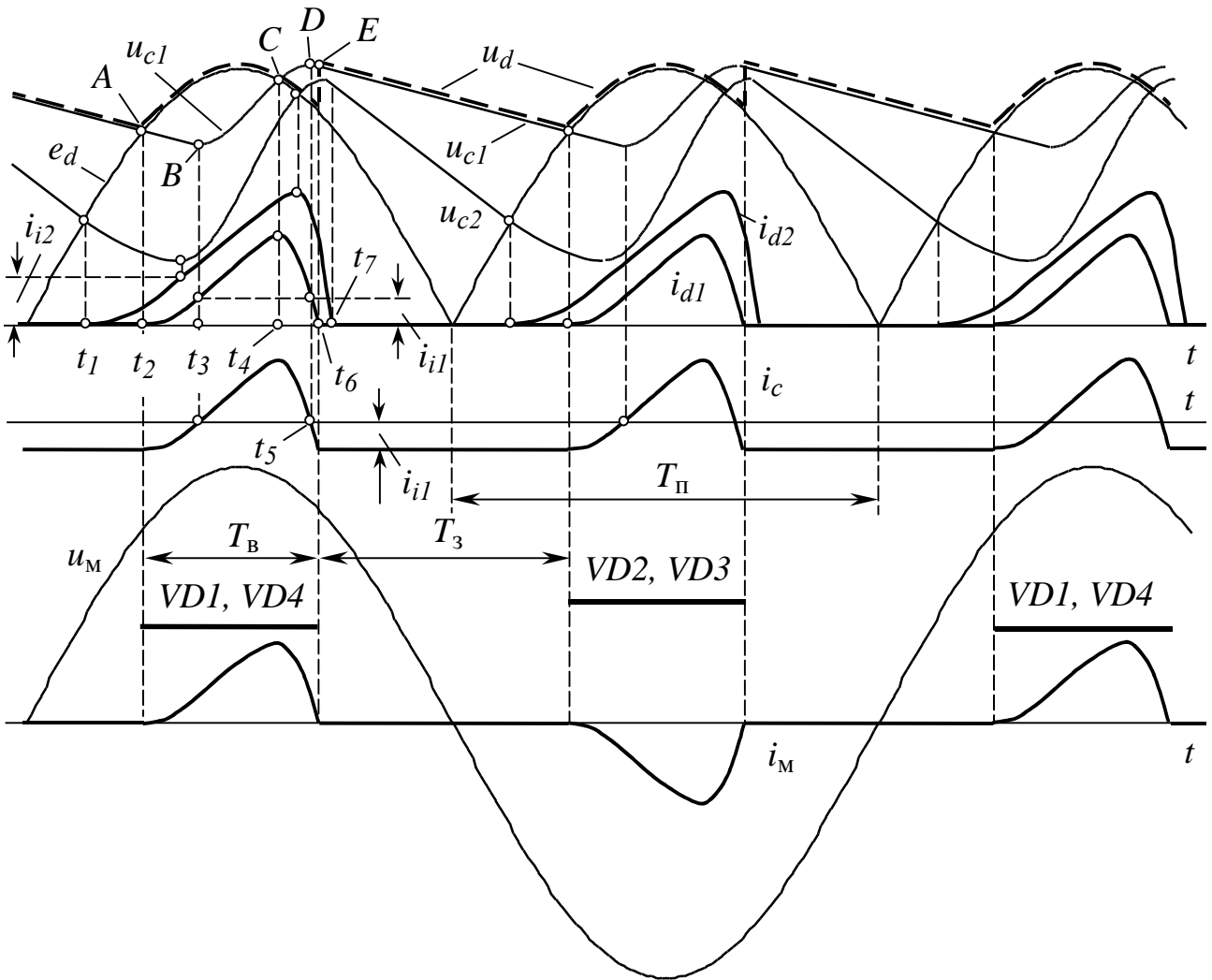


Рис. 5.6. Процеси у вхідному випрямлячі

На інтервалі T_3 випрямлений струм відсутній, і напруги на виході випрямляча u_d та на конденсаторі u_c дорівнюють одна одній та зменшуються з темпом $\frac{du_c}{dt} = \frac{i_c}{C} = -\frac{i_i}{C}$. Напруга u_c зрівнюється зрештою в т. A з напругою мережі u_M та ЕРС e_d (момент часу t_2). Відкриваються діоди $VD1, VD4$, завдяки чому з мережі через них та індуктивність до конденсатора починає текти струм i_d . Доки цей струм менший від струму інвертора i_{i1} , напруга u_c продовжує знижуватися. Випрямлена напруга після цього збігається з напругою мережі.

Коли струм i_d сягне струму інвертора (момент часу t_3), напруга на конденсаторі стане мінімальною (т. B), після чого почнеться коливний заряд конденсатора від мережі через індуктивність (інтервал часу $t_2 \dots t_5$). У момент t_4 напруга на конденсаторі, збільшуючись, сягає напруги мережі (т. C), а випрямлений струм – максимуму. Спад напруги на індуктивності при цьому дорівнює різниці між напругами на виході випрямляча та на конденсаторі:

$\Delta u_L = -L \frac{di_d}{dt} = u_d - u_c$. Після того, як у момент часу t_5 випрямлений струм знизиться до рівня струму інвертора i_{i1} (т. D), заряд конденсатора припиняється,

напруга на ньому знову починає зменшуватися. Після зникнення випрямленого струму в момент t_6 діоди закриваються, напруга на виході випрямляча стрибком зростає до напруги на конденсаторі ($t. E$). Знову починається розряд конденсатора на інвертор на інтервалі T_3 . На наступному півперіоді живильної напруги процеси повторюються з діодами $VD2, VD3$.

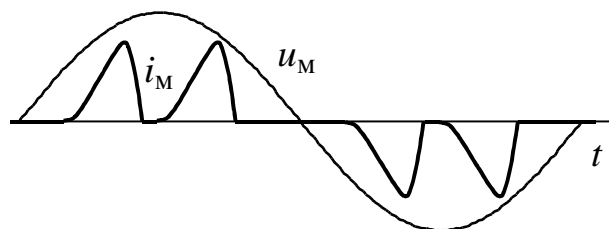


Рис. 5.7. Струм, споживаний трифазним випрямлячем

Струм конденсатора знакозмінний, а його середнє значення дорівнює нулю (інакше напруга на конденсаторі безупинно зростала б або знижувалася). Після відкриття діодів струм заряду конденсатора не може зрости миттєво внаслідок наявності у колі живлення випрямляча індуктивності комутаційного реактора L , лінії або живильного трансформатора. Проте, якщо ємність достатньо велика, а індуктивність мала, темп зміни та амплітуда зарядного струму можуть бути досить великими. Струм джерела живлення i_M дорівнює випрямленому струмові з тим чи іншим знаком залежно від того, які діоди відкриті. Внаслідок періодичного закривання діодів на інтервалі розряду конденсатора цей струм, як і випрямлений, має переривистий несинусоїдальний характер (найбільшою гармонікою буде третя). З порівняння ліній u_{c1} та u_{c2} на рис. 5.6 видно, що зростання навантаження АІН призводить до збільшення його вхідного струму, більш інтенсивного розряду конденсатора, збільшення коливань напруги на ньому та зменшення її середнього значення (електролітичні ж конденсатори допускають коливання лише порядку кількох вольтів). При цьому також зростає тривалість відкритого стану діодів (діаграми роботи діодів на рис. 5.6 показані лише для меншого навантаження інвертора) і середнє значення випрямленого струму та струму джерела живлення випрямляча. З рис. 5.6 також видно, що зі зменшенням струму інвертора середнє значення випрямленої напруги наближається до амплітуди напруги u_M , а форма споживаного струму погіршується. Хоча фазовий зсув струму майже відсутній, коефіцієнт потужності внаслідок несинусоїдальності струму залежно від рівня навантаження лежить у межах $0,5 \dots 0,7$.

Вхідний струм трифазного випрямляча, має хоча й дещо кращу форму (рис. 5.7), ніж у однофазного, проте також суттєво несинусоїдальну з низьким коефіцієнтом потужності.

На рис. 5.6 зображені квазіусталені процеси для випадку, коли ємність фільтру вже заряджена до рівня, близького до амплітуди випрямленої напруги. Ще більшу проблему для мережі становить процес першого вмикання ПЧ із незарядженим конденсатором (пуск ПЧ). Після відкривання перших двох діодів випрямляча до мережі підключається конденсатор, опір якого для постійного струму ще практично нульовий. Наслідком цього буде стрибок зарядного струму та можливість зарядження конденсатора до напруги, більшої від амплітуди лінійної напруги мережі. Результатом може бути не тільки вихід з ладу діодів

та електролітичних конденсаторів ланки постійного струму, а й погіршення роботи інших споживачів.

Б) Способи підвищення вхідних енергетичних показників

Збільшити $\cos\varphi$ ПЧ з амплітудною модуляцією можна було б шляхом використання у вхідних керованих випрямлячах цілком керованих ключів та ШІМ. Проте при цьому втрачається вже остання на сьогодні перевага амплітудної модуляції перед широтно-імпульсною: менша вартість випрямляча на одноопераційних тиристорах. Тому найбільш раціональним і поширеним рішенням цієї проблеми є відмова від інверторів з АМ на користь ШІР та особливо ШІМ із застосуванням замість тиристорних випрямлячів діодних, а іноді діодно-транзисторних. Проте посилення вимог до впливу споживачів на мережу часто робить неможливим використання не тільки випрямлячів із фазовим керуванням, а й некерованих, якщо не вжиті додаткові заходи для послаблення цього впливу. Найбільш жорсткі вимоги висуваються до споживачів мереж із нейтраллю (це характерно для побутових мереж), оскільки сума вищих гармонік фазних струмів, на відміну від основних гармонік, навіть за рівномірного навантаження на фази не дорівнює нулю, а струми вищих гармонік протікають нейтральним проводом. З рис. 5.8, де зображені фазні струми з третьою гармонікою, яка складає 35% від першої, та струм нейтрального проводу, видно, що навантаження нейтралі близьке до навантаження фазних проводів.

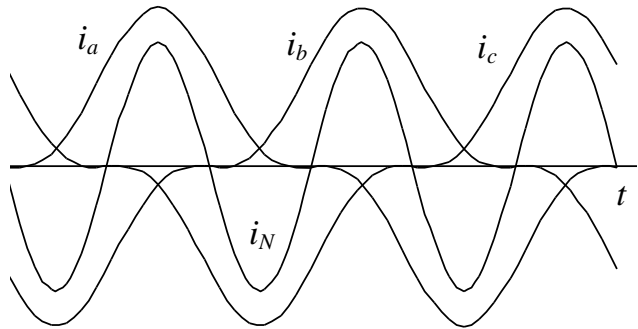


Рис. 5.8. Несинусоїдальні фазні струми та струм нейтралі

Найбільш простим та розповсюдженим засобом покращання форми вхідного струму є використання реакторів на вході випрямляча (L на рис. 5.5). Вони одночасно виконують кілька функцій:

- придушення вищих гармонік споживаного випрямлячем струму (до них особливо чутливі конденсаторні батареї, призначені для компенсації реактивної потужності);
- зменшення темпу зростання зарядного струму під час пуску ПЧ;
- захист випрямляча від перенапруг із боку живильної мережі (особливо за наявності поблизу конденсаторних батарей, інших випрямлячів);
- захист випрямляча від перекосу фаз мережі (коли перекіс сягає 1,8...3% номінальної напруги);
- обмеження аварійних струмів після короткого замикання на вході або виході випрямляча.

Потреба в реакторі реально виникає, коли потужність силового трансформатора більш ніж на два порядки перевищує потужність ПЧ. У більшості випадків достатньо мати u_k реактора на рівні 1,5...5 % залежно від індуктивності

мережі. Якщо ПЧ (звичайно потужний) має власний силовий трансформатор, додатковий реактор не потрібний.

Перші дві зі згаданих вище функцій здатен виконати і дросель у ланці постійного струму між випрямлячем та конденсатором. Створюючи з конденсатором Г-подібний LC -фільтр, він обмежує темп зростання зарядного струму та його амплітуду, подовжує тривалість відкритого стану діодів та зменшує вміст вищих гармонік у споживаному струмі. Максимально досяжний при цьому коефіцієнт ν_1 відповідає ідеально згладженому випрямленому струмові.

Більш радикальним способом зменшення вмісту вищих гармонік є підвищення пульсності випрямляча. Якщо потужність ПЧ менша 2...3 кВт, використання однофазної двопульсної схеми доцільне лише з міркувань вартості та габаритів силової частини. За більшої потужності використовують виключно трифазні схеми: мостові шестипульсні та складені 12-, 18- та 24-пульсні.

Для реалізації складених схем потрібні силові трансформатори з кількома вторинними обмотками. Якщо дві вторинні обмотки мають різні схеми з'єднань (зірка та трикутник), їхні вихідні напруги зсунуті за фазою на 30° (рис. 5.9,а), тобто на половину міжкомутаційного інтервалу. Якщо до кожної системи вторинних обмоток приєднати свій трифазний мостовий випрямляч, а виходи випрямлячів з'єднати послідовно, отримаємо схему рис. 5.9,а, яка для навантаження та мережі поводить себе як 12-пульсна. Переваги такої схеми порівняно зі звичайною трифазною мостовою:

- удвічі менші коливання випрямленої напруги та вдвічі більша частота цих коливань (це полегшує стабілізацію напруги ланки постійного струму та значно зменшує потрібну індуктивність вихідного дроселя або взагалі виключає потребу в ньому);

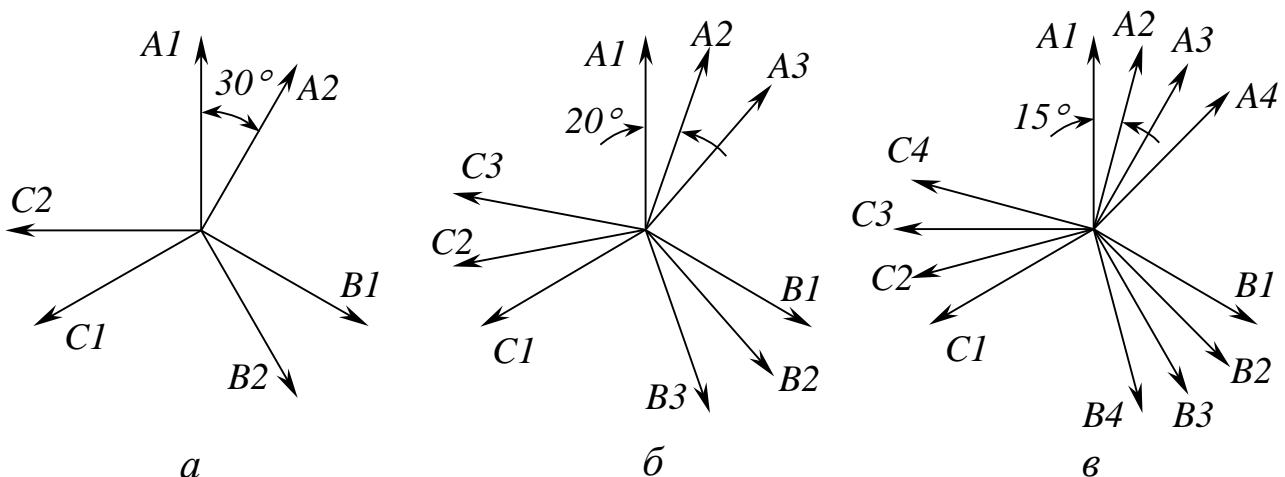


Рис. 5.9. Системи напруг багатопульсних випрямлячів

- краща форма споживаного з мережі струму (рис. 5.10,в), в якому найстарші з вищих гармонік – одинадцята та тринадцята (коефіцієнт гармонік $k_{r1}=0,12$ замість 0,31);
- вихідна напруга вдвічі більша, хоча напруги вторинних обмоток трансформатора і напруги на діодах такі самі (це дозволяє отримати недосяжні досі рівні напруг).

Подібну схему завдяки наявності спільної точки часто використовують для живлення трирівневих інверторів (п. 3.10).

Якщо проблемою є підвищення не випрямленої напруги, а струму, мости з'єднують паралельно (рис. 5.10,б). Форма вхідного струму та пульсації випрямленої напруги в ній такі самі, як і в попередній. Якщо індуктивність трансформатора недостатня, для обмеження зрівняльних струмів між двома мостами використовують реактори (L_1 та L_2 на рис. 5.10,б).

Подальше збільшення кількості вторинних обмоток трансформатора (i , на жаль, ускладнення їх схеми) дає можливість створити 18-пульсну (зсув осей трьох систем фазних напруг 20° , рис. 5.9,б) та 24-пульсну схеми (зсув осей чотирьох систем фазних напруг 15° , рис. 5.9,в). У цих схемах завдяки послідовному з'єднанню відповідно трьох та чотирьох випрямлячів випрямлена напруга ще більша, пульсації випрямлених напруги та струму ще менші, а споживаний струм ще ближчий до синусоїди (так, у 18-пульсній схемі 11-та та 13-та гармоніки відсутні, а коефіцієнт гармонік струму $k_{TI} \approx 0,06$). У перетворювачі частоти зі складеним інвертором (п. 3.11) для індивідуального живлення 9 однофазних мостових АІН використовують 9 мостових випрямлячів, які разом із трансформатором із відповідною кількістю вторинних обмоток також утворюють для мережі 18-пульсну схему.

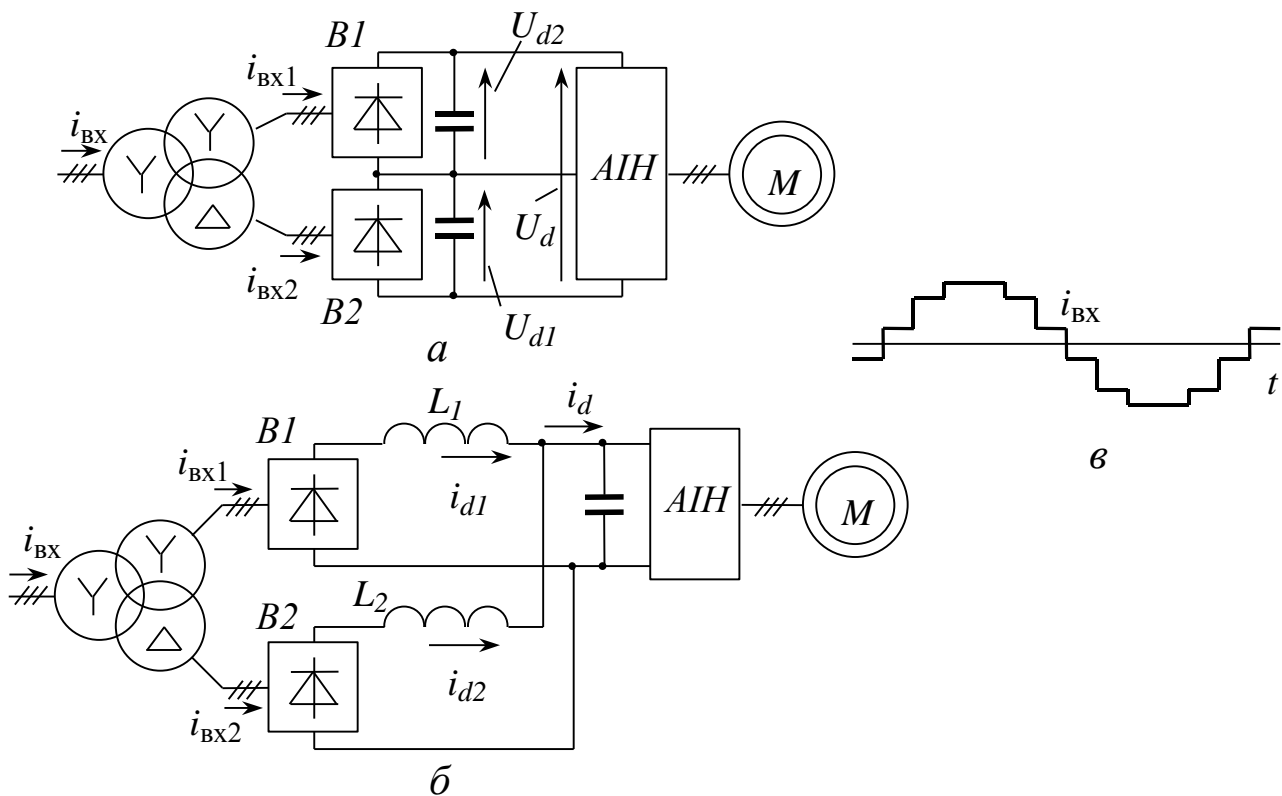


Рис. 5.10. Складені 12-пульсні випрямлячі

Спільним недоліком усіх складених схем є складність конструкції, збільшені габарити та вартість трансформатора.

Покращити форму вхідного струму можна також за допомогою активних коректорів коефіцієнту потужності (п. 5.3) та активних випрямлячів із ШІМ (п. 5.4).

Ще однією проблемою є пусковий струм ПЧ після його підключення до мережі з незарядженим конденсатором ланки постійного струму. Оскільки незаряджений конденсатор для постійного струму має нульовий опір, початковий струм ПЧ потужністю до 18 кВт може перевищувати номінальний у 40...100 разів. Обмеження початкового струму та уповільнення процесу заряду при вмиканні перетворювача частоти здійснюють кількома способами:

- вмиканням індуктивних елементів (рис. 5.11,а) на вході (L_1) або на виході (L_2) випрямляча (цього звичайно недостатньо);
- тимчасовим вмиканням у коло заряду резисторів (рис. 5.11,б) на вході (R_1) або на виході випрямляча (R_2), які шунтують після закінчення заряду (використовують у перетворювачах малої потужності);
- організацією спеціального кола заряду (рис. 5.11,в) та використанням тиристорів у складі випрямляча (на етапі заряду конденсатора тиристори вимкнуті, анодна група випрямляча разом із додатковими діодами $VD1...VD3$ та резистором R утворюють коло заряду; після закінчення заряду тиристори отримують керуючі імпульси з кутом керування $\alpha = 0$, внаслідок чого випрямляч працює як некерований, а зарядний резистор зашунтований тиристорами);
- застосуванням півкерованого або цілком керованого випрямляча замість діодного, щоб шляхом фазового керування вихідної напруги забезпечити плавне зростання напруги на конденсаторі та обмеження його струму (після закінчення заряду випрямляч може перейти до режиму некерованого з $\alpha = 0$).

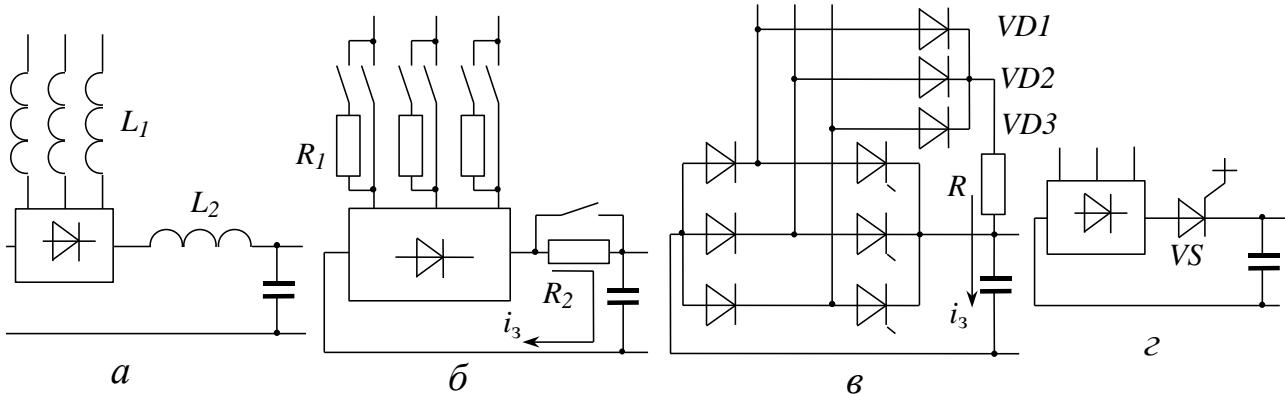


Рис. 5.11. Схеми обмеження зарядного струму конденсаторного фільтру

Оскільки два останні способи дозволяють підтримувати зарядний струм на максимально допустимому рівні протягом усього процесу заряду, вони забезпечують більш швидкий заряд. Їх звичайно використовують у перетворювачах частоти потужністю від кількох десятків кіловат. У разі потреби півкеровані або керовані вхідні випрямлячі можуть виконувати й інші функції: стабілізація напруги ланки постійного струму, блокування живлення від мережі під час аварії у випрямлячі або інверторі. Випускаються спеціальні драйвери плавного старту для керування тиристорами трифазних та однофазних мостів подібних схем. У високовольтних перетворювачах звичайно використовують окремі схеми керованого заряду повз вхідний випрямляч ПЧ або одноквadrантні перерив-

ники (V_S на рис. 5.11,г) між випрямлячем та ємнісним фільтром для регулювання зарядного струму.

В) Придушення електромагнітних завад

Внаслідок перемикань ключів ПЧ та наявності у його складі індуктивних елементів (у тому числі і паразитних індуктивностей монтажних проводів) виникають ЕРС самоіндукції та відповідні струми. Ці струми, протікаючи силовими колами ПЧ та мережі, індукують електромагнітні поля, які можуть порушити роботу засобів автоматизації та зв'язку. Перетворювач та живильна лінія фактично працюють як випромінювальні антени електромагнітних завад. Особливо актуальна ця проблема в перетворювачах на *IGBT*-транзисторах, оскільки для них характерні найбільші швидкості перемикання і, як наслідок – найбільші рівні генерованих завад. Засоби боротьби з цим явищем такі:

- спільне заземлення корпусів ПЧ, програмованого логічного контролера (ПЛК), двигуна;
- забезпечення якнайбільшої площі електричного контакту корпусу ПЧ із металоконструкціями силової шафи, в якій він розміщений;
- використання екранованих контрольних кабелів між ПЧ та ПЛК із заземленням екрану з обох боків, а також екранованих або броньованих силових кабелів;
- рознесення у просторі силових та контрольних кабелів (у крайньому випадку їх перетинання під прямим кутом);
- застосування спеціальних фільтрів електромагнітних завад (радіофільтрів) на вході (іноді й на виході) ПЧ, які розміщують якнайближче до перетворювача.

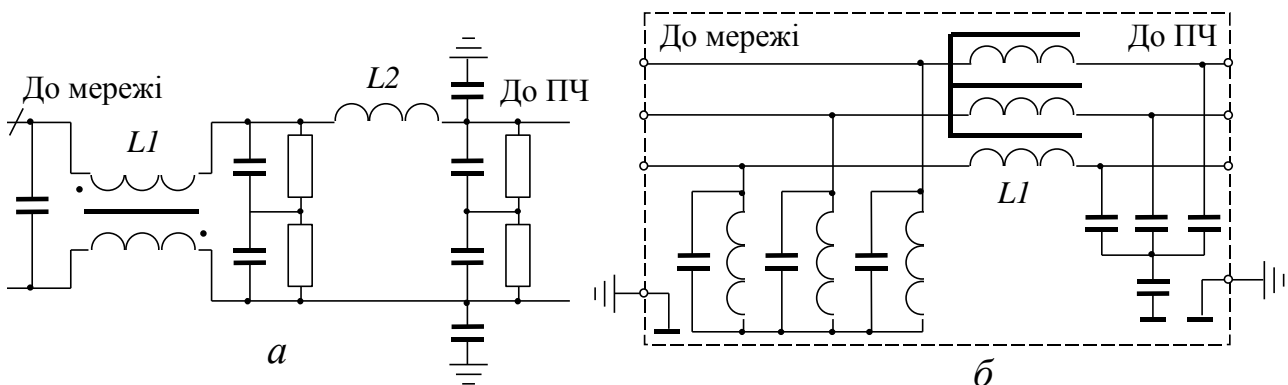


Рис. 5.12. Фільтри електромагнітних завад

Приклади найбільш вживаних схем радіофільтрів наведені на рис. 5.12 (а – однофазного, б – трифазного). Головне завдання таких фільтрів – не дати струмам завад пройти до живильної мережі. Конденсатори призначені для замикання високочастотних струмів, генерованих перетворювачем, а у дроселі $L1$ із зустрічно намотаними обмотками ці струми взаємно компенсуються. Ще одним варіантом фільтра є феритове кільце, через яке проходять усі три проводи живлення ПЧ (використовують у перетворювачах малої та середньої потужності). Подібні феритові кільця застосовують також на виході АІН із ШІМ.

5.3. Активні коректори коефіцієнту потужності

Застосування пасивних елементів (дроселів, реакторів) для покращання форми вхідного струму ПЧ недостатньо ефективне, оскільки вони мають великі габарити внаслідок невисокої частоти живильної напруги. Одним із засобів розв'язання цієї проблеми є активні коректори коефіцієнту потужності (ККП), які вмикаються між інвертором напруги та вхідним випрямлячем або взагалі інтегровані з останнім. На жаль, вони не мають можливості рекуперації і працездатні лише в режимі споживання енергії з мережі. ККП уже стали звичайними вузлами електронних баластів люмінесцентних ламп, імпульсних джерел живлення потужністю 400...750 Вт та більшої. Із посиленням вимог до енергетичних показників уже почалося їх впровадження в пристрої меншої потужності (насамперед джерела живлення комп'ютерів), а також у засоби побутової техніки та малопотужний побутовий та промисловий електропривід.

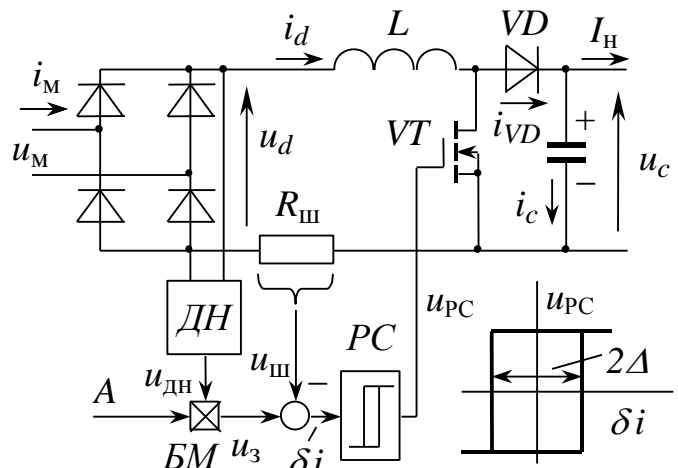


Рис. 5.13. Однофазний ККП на базі підвищувального переривника

Класична схема коректора коефіцієнту потужності може бути реалізована за допомогою підвищувального переривника (див. п. 2.2, рис. 2.9), особливим чином керованого. На рис. 5.13 зображена схема силової частини (може бути реалізована на основі модулів рис. 1.17, м, ц) та блок-схема системи керування таким ККП. Система керування складається з релейного регулятора струму РС, блока множення БМ, датчика випрямленої напруги ДН, шунта $R_{ш}$, який є датчиком випрямленого струму та реалізує зворотний зв'язок за струмом. Задачею ККП є формування випрямленого струму i_d , який за формою повторює незгладжену випрямлену напругу u_d . Для цього напруга u_3 , яка є завданням на струм, сформована як функція часу:

$$u_3 = Au_{дн},$$

де $u_{дн}$ – вихідна напруга ДН, пропорційна поточній випрямленій (задає форму струму); A – константа (задає амплітуду струму).

Релейний регулятор контролює знак та величину похибки за струмом $\delta i = u_3 - u_{ш}$. Його статична характеристика (рис. 5.13) має гістерезис шириною 2Δ . Якщо струм малий, а похибка позитивна і велика ($\delta i > \Delta$), РС відкриває транзистор, струм зростає, дросель накопичує енергію. Якщо струм набагато більший заданого, похибка негативна та перевищує за модулем Δ , РС закриває транзистор, ЕРС самоіндукції дроселя відкриває діод, а накопичена енергія скидається до конденсатора. Струм знижується. Часові діаграми роботи ККП подані на рис. 5.14. Оскільки заданий струм, пропорційний напрузі u_3 , зміню-

ється за законом випрямленої синусоїди, миттєвий випрямлений струм, хоча з певними коливаннями, змінюється так само (на рис. 5.14 ширина гістерезису РС та коливання випрямленого струму навмисно перебільшені, а частота перемикань зменшена для наочності). За малої Δ та високої частоти перемикань (у подібних схемах вона сягає 100 кГц) форма струму мережі i_M близька до синусоїди, а його фазовий зсув відносно напруги відсутній. Як видно з рис. 5.14, робота ККП супроводжується приблизно синусоїдальними коливаннями напруги на конденсаторі. Щоб стабілізувати її, до системи керування рис. 5.13 треба додати зовнішній відносно контуру струму контур стабілізації напруги, який, контролюючи вихідну напругу, буде формувати завдання на амплітуду випрямленого струму. Схема буде здатна підтримувати напругу в колі постійного струму навіть за наявності коливань та значного (до трьох разів) зниження рівня живильної напруги. Це значно полегшить режим роботи конденсаторного фільтра та послабить вимоги до нього. Завдяки зменшенню піків вхідного струму знизяться втрати у випрямлячі та стане більш компактним фільтр електромагнітних завад.

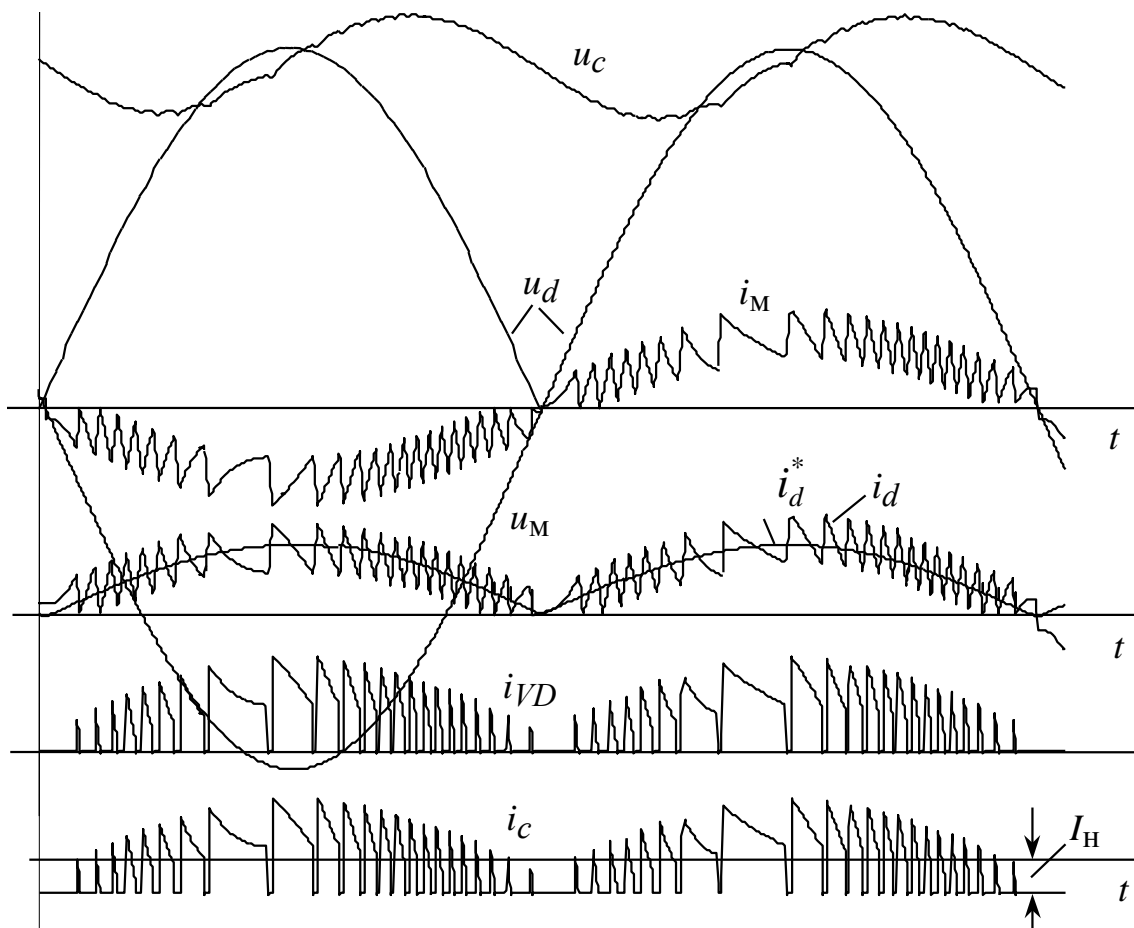


Рис. 5.14. Робота коректора коефіцієнту потужності за схемою рис. 5.13

Індуктивність та струм дроселя ККП

$$L = \frac{U_{\text{МЛ}}^2 (1 - \sqrt{2} U_{\text{МЛ}} / U_c) \eta}{2\pi f_k P_{\text{ВИХ}}};$$

$$I_L = \frac{P_{\text{ВИХ}} 2\sqrt{2}}{U_{\text{МЛ min}} \eta},$$

де $U_{\text{мл}}$ – діюча лінійна напруга мережі; $P_{\text{вих}}$ – потужність навантаження; η – ККД схеми; f_k – частота комутації; $U_{\text{мл min}}$ – мінімальна можлива напруга мережі.

Схему рис. 5.15,а (т. зв. віденський випрямляч, *Vienna Rectifier*) можна вважати модифікацією вже розглянутої. У ній відсутній дросель у колі випрямленого струму. Його роль виконує реактор на вході випрямляча (який одночасно призначений для обмеження струмів короткого замикання). Швидкодіючі діоди $VD1$ та $VD2$, як і в попередній схемі, запобігають розряду конденсатора на етапі відкритого стану транзистора. Є схеми, в яких замість одного з випрямних діодів використано тиристор, який шляхом фазового регулювання обмежує струм початкового заряду конденсатора.

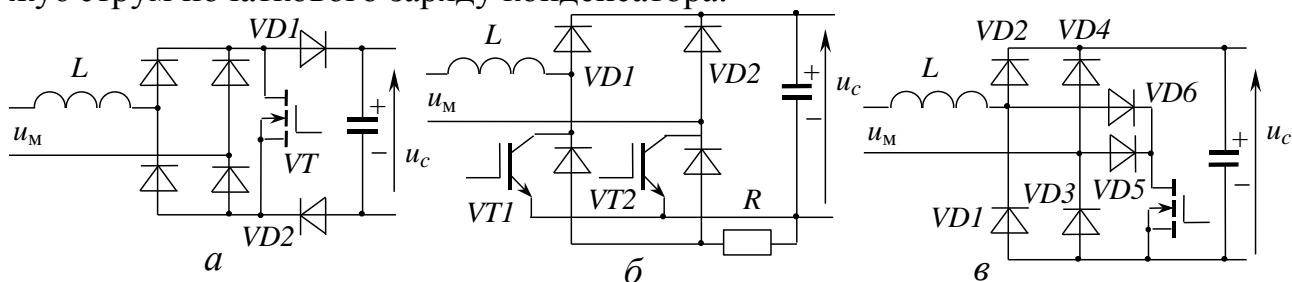


Рис. 5.15. Однофазні ККП

Схема рис. 5.15,б є фактично різновидом щойно розглянутої. У ній транзистори працюють по черзі (по половині періоду входної напруги), діоди $VD1$, $VD2$ виконують роль і випрямних, і відсікальних, резистор R є датчиком струму. У схемі рис. 5.15,в на інтервалі закритого стану транзистора струм мережі замикається або через випрямляч $VD1...VD4$ та конденсатор, а якщо транзистор відкритий – через нього, діоди $VD5$ або $VD6$ та $VD1$ або $VD3$ (залежно від півперіоду живильної напруги).

На основі схеми рис. 5.15,а може бути побудований трифазний ККП (рис. 5.16). Він складається з трьох однакових фазних модулів, входи яких увімкнено в зірку зі спільною точкою 0 , а виходи – паралельно навантаженню. Ключі $VT1...VT3$ у цій схемі працюють синфазно. Коли вони відкриті, струми фаз мережі замикаються через них і спільну точку та зростають. Наприклад, якщо струми мають напрям, показаний на рис. 5.Д, шляхами їх будуть:

- фаза A : $L_1 - VD1.2 - VT1 - VD1.3 -$ спільна точка;
- фаза B : $L_2 - VD2.2 - VT2 - VD2.3 -$ спільна точка;
- фаза C : спільна точка – $VD3.4 - VT3 - VD3.1 - L_3$.

На цьому інтервалі реактори L_1, L_2, L_3 накопичують енергію, щоб на наступному, коли транзистори закриваються, віддати її конденсаторам у ланці постійного струму. На етапі заряду конденсатора струми фаз знижуються та протікають шляхами:

- фаза A : $L_1 - VD1.2 - VD1.6 -$ навантаження;
- фаза B : $L_2 - VD2.2 - VD2.6 -$ навантаження;
- фаза C : навантаження – $VD3.5 - VD3.1 - L_3$.

Спільна точка може бути використана для підключення півмостових ШПІ або інверторів, а також трирівневих перетворювачів.

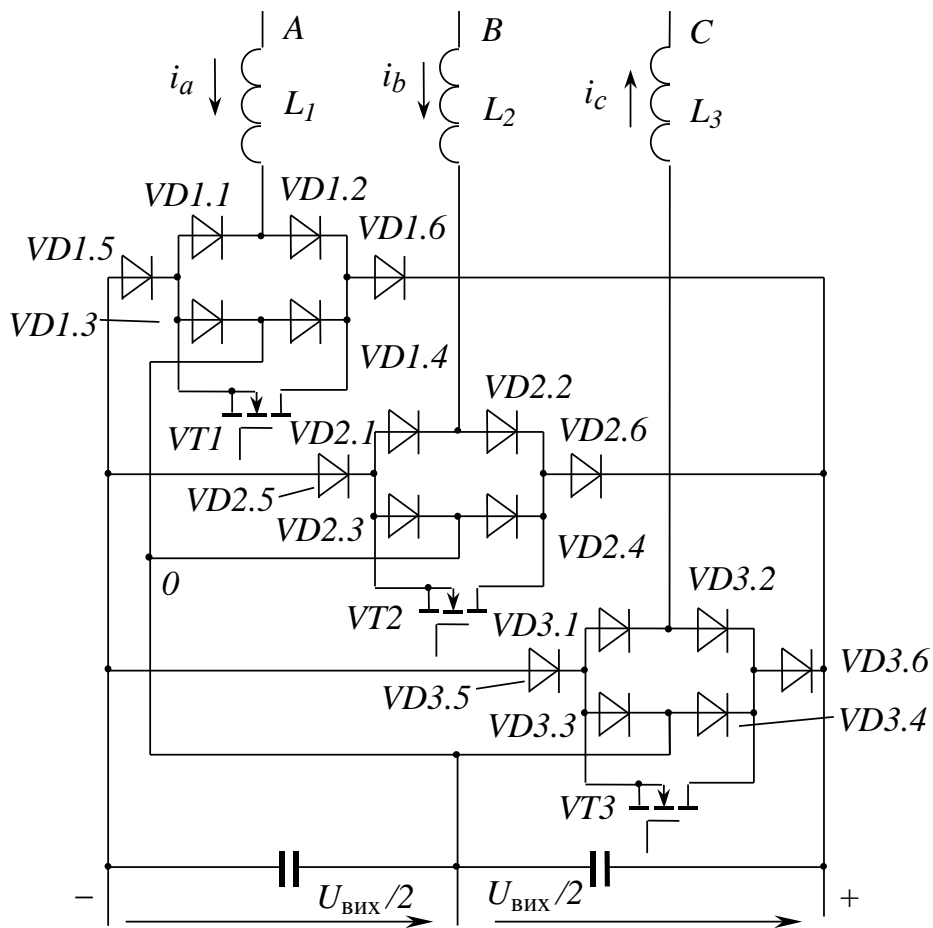


Рис. 5.16. Трифазний віденський випрямляч

На жаль, обмежені регулювальні властивості не дозволяють трифазним ККП, на відміну від однофазних, забезпечити достатньо синусоїдальну форму споживаних струмів (рис. 5.17). У них помітну роль грають п'ята та сьома гармоніки.

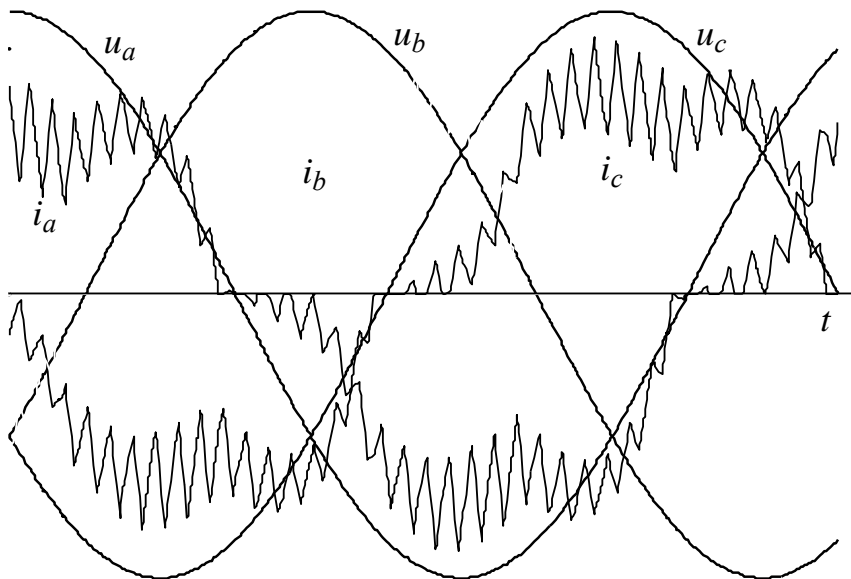


Рис. 5.17. Вхідні напруги та струми трифазного ККП

Коректори коефіцієнта потужності придатні для використання в усіх пристроях, які живляться від мережі змінного струму через некерований випрямляч (насамперед, однофазні): широтно-імпульсні перетворювачі для елект-

роприводів постійного струму та інвертори напруги (без рекуперації), імпульсні джерела живлення, джерела безперебійного живлення, зварювальні перетворювачі, пристрої для заряду акумуляторних батарей тощо. Розроблені спеціальні транзистори та діоди, параметри яких оптимізовані для застосування в ККП. Усі розглянуті ККП випускаються у вигляді силових інтегральних модулів потужністю (залежно від схеми) до 30 кВт та номінальною напругою до 600 В. Випускаються також спеціальні інтегральні мікросхеми PFC-контролерів для керування цими силовими схемами.

5.4. Активні випрямлячі ♦

Розглянуті вище способи поліпшення вхідних енергетичних показників перетворювачів частоти мають певні обмеження при їх застосуванні в ПЧ середньої та великої потужності, тим більше у разі зміни напрямку передачі енергії.

Ще у п. 3.5 ми з'ясували, що автономний інвертор напруги за наявності у колах змінного та постійного струму джерел ЕРС здатний передавати енергію в обох напрямках, працюючи у режимі як інвертора, так і випрямляча. Звичайно, це стосується також і АІН з ШІМ, перевагою якого є практично синусоїдальна форма фазного струму. Це означає, що АІН із ШІМ може бути використаний як вхідний перетворювач дволанкового перетворювача частоти. Перетворювачі такого роду отримали назву активних випрямлячів (у деяких джерелах – діодно-транзисторні випрямлячі), а також чотириквadrантних (оскільки забезпечують тривалу роботу двигуна в чотирьох квадрантах його механічної характеристики). Схема трифазно-трифазного ПЧ з активним випрямлячем зображена на рис. 5.18.

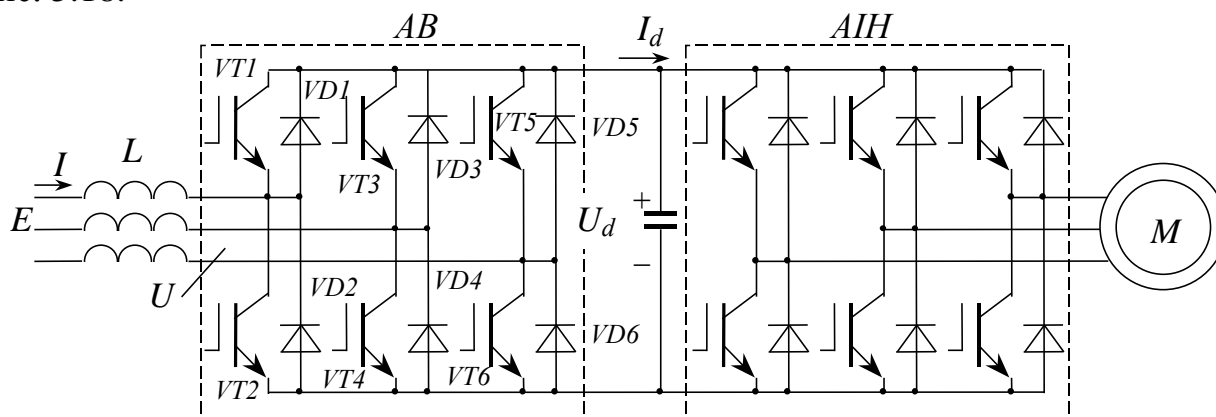


Рис. 5.18. Чотириквadrантний ПЧ з активним вхідним випрямлячем

Як видно з рис. 5.18, силові схеми активного випрямляча (АВ) та АІН ідентичні. Це сприяє уніфікації комплектуючих і, як буде показано пізніше, принципів керування. На вході АВ із боку мережі змінного струму ввімкнено трифазний реактор, головне призначення якого – обмеження струмів мережі і перенапруг у ній у моменти комутації транзисторів випрямляча та придушення вищих гармонік струму. З точки зору керування ключами АВ не має жодних відмін від АІН (див. пп. 3.8, 3.11). Форма фазної напруги АВ U нічим не відрізняється від такої в АІН (рис. 3.39, 3.41, 3.43). Саме змінюючи амплітуду та фазу першої гармоніки цієї напруги, і можна впливати на процеси у вхідному колі ПЧ. Активні випрямлячі, які АІН, у складі електропривода завжди мають спеці-

альні регулятори фазних струмів, які за допомогою синусоїдальних сигналів завдання для системи керування перетворювачем формують фазну напругу, яка має потрібний фазовий зсув відносно ЕРС мережі змінного струму. Завдання на струми для цих контурів формує регулятор напруги ланки постійного струму. Цей регулятор залежно від рівня напруги забезпечує або споживання енергії з мережі, або рекуперацію до неї. Активний випрямляч є перетворювачем, який має ознаки як АІН (цілком керовані ключі), так і веденого мережею інвертора (моменти комутації ключів певним чином пов'язані з формою напруги мережі).

Особливістю режиму роботи АВ є незмінність амплітуди та частоти ЕРС у колі змінного струму (на відміну від АІН, навантаженням якого є двигун, що потребує регулювання як амплітуди, так і частоти вихідної напруги).

Використання активного випрямляча з ШІМ дає наступні можливості:

- рекуперація гальмівної енергії до мережі змінного струму;
- формування практично синусоїдального струму мережі як у режимі споживання активної енергії з мережі, так і в режимі рекуперації (коефіцієнт гармонік фазного струму сучасних АВ не перевищує 0,04);
- стабілізація напруги в ланці постійного струму, що забезпечує незмінну якість керування інвертором та електроприводом у цілому (при цьому з'являється можливість навіть помітно зменшити ємність та габарити конденсаторного фільтру);
- отримання (завдяки наявності вхідного реактора) напруги ланки постійного струму $U_d > \sqrt{2}U_n$ (певною мірою це навіть необхідно для роботи АВ, оскільки за менших напруг його транзистори нездатні відкритися, що обмежує регульовальні властивості);
- забезпечення потрібної фази струму відносно ЕРС мережі, що дає змогу отримати будь-який $\cos\varphi$ ПЧ, а також генерувати у разі потреби реактивну енергію для інших споживачів (все ж частіше $\cos\varphi = 1$);
- можливість активної фільтрації вищих гармонік струму інших споживачів шляхом генерації вищих гармонік струму АВ відповідних частот із протилежним знаком.

Останні дві можливості звичайно реалізують у спеціальному різновиді АВ – силових активних фільтрах.

Розглянемо роботу активного випрямляча за обох напрямів передачі як активної, так і реактивної енергії. Вважатимемо мережу змінного струму ідеальною (активні та реактивні опори в ній відсутні), а активним опором реактора знехтуємо. Рівняння напруг кола змінного струму (мова йтиме лише про перші гармоніки напруг та струмів, тому відповідні індекси відсутні)

$$\bar{E} = \bar{U} + \Delta U_L,$$

де \bar{E} – ЕРС мережі; \bar{U} – перша гармоніка напруги на вході АВ; $\Delta U_L = jx_L \bar{I}$ – спад напруги в реакторі; \bar{I} – струм мережі; $x_L = 2\pi fL$ – реактивний опір реактора.

Вважатимемо, що струм має дві складові: активну \bar{I}_a , направлений вздовж вектора ЕРС мережі, та реактивну \bar{I}_p , їй ортогональну. Напруга АВ та-

кож є сумою активної складової \bar{U}_a (направленої вздовж вектора струму), та реактивної \bar{U}_p , паралельної цьому вектору. Вектор спаду напруги в реакторі внаслідок відсутності в ньому активної складової завжди направлений перпендикулярно вектору струму (з випередженням). Кут між струмом та ЕРС мережі позначимо як φ_E , струмом та напругою АВ – як φ_U , між напругою та ЕРС – θ .

Рівняння балансу активних потужностей за відсутності втрат в АВ

$$P = 3EI \cos \varphi_E = 3UI \cos \varphi_U = U_d I_d,$$

або

$$P = 3EI_a = 3U_a I = U_d I_d.$$

Активна енергія, споживана або рекуперована до мережі, визначається навантаженням та режимом роботи двигуна, який живиться від АІН. Для забезпечення балансу енергії в ланці постійного струму (тобто, стабільності її напруги), необхідно, щоб діюче значення активної складової фазного струму відповідала рівню випрямленого струму:

$$I_a = \frac{U_d I_d}{3E}.$$

Баланс реактивних потужностей

$$Q_E = Q_{AB} - Q_L;$$

$$Q_E = 3EI \sin \varphi_E = 3EI_p;$$

$$Q_{AB} = 3UI \sin \varphi_U = 3U_p I;$$

$$Q_L = 3I^2 x_L;$$

$$Q_E = 3U_p I - 3I^2 x_L.$$

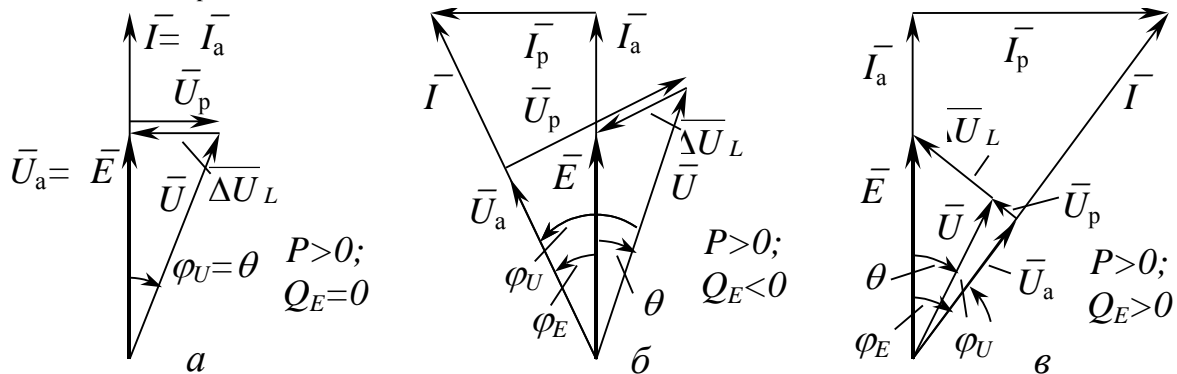


Рис. 5.19. Векторні діаграми активного випрямляча (випрямний режим)

На рис. 5.19,а зображена векторна діаграма АВ у режимі випрямляча, коли струм синфазний з ЕРС мережі. До мережі надходить лише активна потужність, хоча АВ генерує реактивну потужність, необхідну для компенсації спаду напруги в реакторі (струм випереджає напругу, а реактивна складова напруги $\bar{U}_p = -\Delta\bar{U}_L$). Нагадаємо (п. 3.5), що умовою споживання активної енергії з ланки змінного струму є відставання напруги від ЕРС. Щоб мережа отримала реактивну потужність, необхідно, щоб струм випереджав ЕРС (рис. 5.19,б). Це забезпечується шляхом зростання напруги АВ (тобто, збільшення його коефіцієнту модуляції). Навпаки, зменшення напруги призводить до відставання струму від ЕРС та споживання випрямлячем реактивної енергії з мережі (він стає

індуктивним споживачем). Для збільшення активної потужності, переданої через АВ, необхідно також збільшувати його напругу.

Для переведення АВ до інверторного режиму необхідно змінити знак активної складової струму (векторні діаграми рис. 5.20). У цьому режимі також можлива робота зі споживанням реактивної енергії з мережі (рис. 5.20,а), її генерацією (рис. 5.20,в) або з рекуперацією лише активної енергії (рис. 5.20,б).

Можливий також режим, коли АВ не передає активної енергії в жодному з напрямів. Вектор струму в цьому випадку повинен бути перпендикулярним до ЕРС, тобто бути суто реактивним. Залежно від знаку реактивного струму можна надати активному випрямлячеві властивостей індуктивного (рис. 5.21,б) або ємнісного (рис. 5.21,а) споживача. У цьому режимі АВ може виконувати роль компенсатора реактивної потужності, генеруючи до мережі реактивну енергію, необхідну для роботи індуктивних споживачів (наприклад, асинхронних двигунів). Навантаженням такого перетворювача може бути лише конденсатор. За допомогою подібного перетворювача може також бути реалізований паралельний активний фільтр (активний кондиціонер гармонік), увімкнений до мережі паралельно нелінійному навантаженню. Він здатний компенсувати вищі гармоніки струму навантаження, генеруючи такі самі гармоніки, але з протилежним знаком.

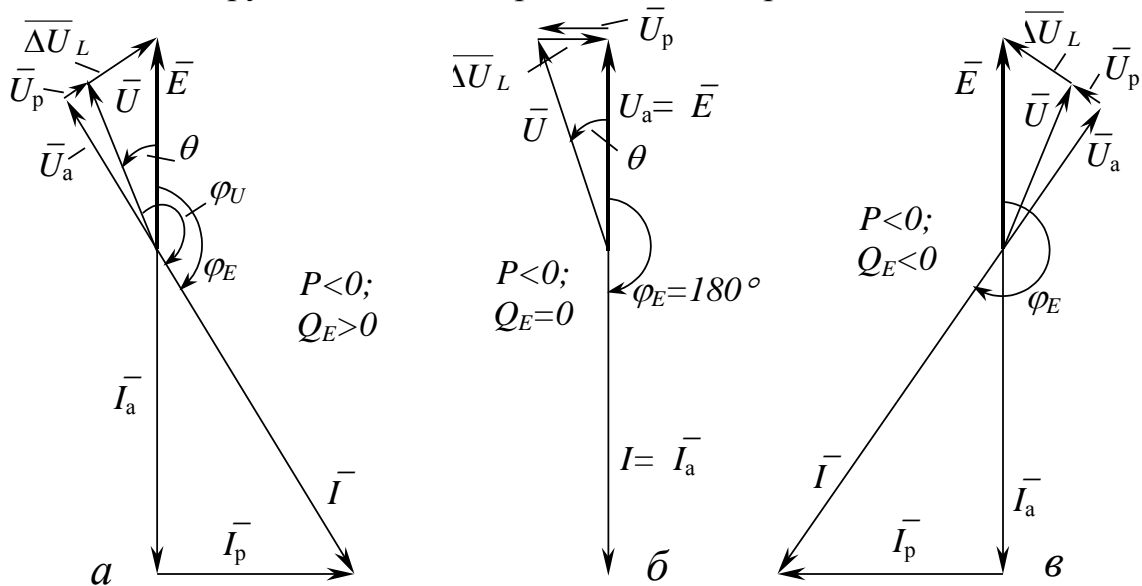


Рис. 5.20. Векторні діаграми активного випрямляча (інверторний режим)

Звичайно, як активні випрямлячі можуть використовуватися й однофазні схеми (така потреба виникає на електровозах у тягових мережах однофазного змінного струму), і багаторівневі (у цьому випадку форма фазного струму буде ще кращою). Можливе також створення складених АВ шляхом послідовного або паралельного з'єднання виходів окремих мостів (подібно до розглянутих у п. 5.2). Проте в цьому випадку непотрібні трансформатори з кількома вторин-

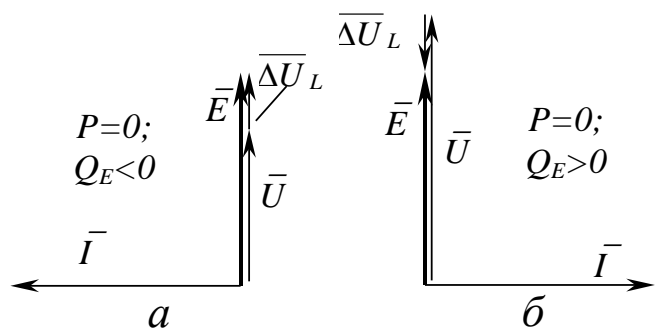


Рис. 5.21. Векторні діаграми активного випрямляча (режим компенсатора реактивної потужності)

ними обмотками (достатньо набагато дешевших реакторів), а поліпшення форми струму досягається завдяки зсуву опорних напруг у системах керування мостів (як у складеного АІН у п. 3.11). Доцільною сферою застосування АВ є електроприводи підйомних механізмів та електротранспорту потужністю від кількох десятків кВт з інтенсивними гальмівними режимами.



Приклад 5.3. Енергетичні параметри активного випрямляча

Дволанковий ПЧ підключений до мережі змінного струму з лінійною напругою $E_{\text{л}}=380$ В через активний випрямляч (рис. 5.18) із синусоїдальною ШІМ. Максимально можливий коефіцієнт модуляції АВ $\mu_{\text{max}}=0,98$. Інвертор споживає від АВ потужність $P=75$ кВт. Індуктивність комутаційного реактора $L=0,01$ мГн. Розрахувати мінімально необхідну напругу ланки постійного струму, якщо одночасно з живленням інвертора АВ має передати до мережі реактивну (ємнісну) потужність $Q_E=30$ кВАр. Втрати в АВ та реакторі знехтувати.

Повна потужність, спожита АВ із мережі

$$S_E = \sqrt{P^2 + Q_E^2} = \sqrt{75^2 + 30^2} = 80,8 \text{ кВА.}$$

Діюче значення фазного струму

$$I = \frac{S_E}{\sqrt{3}E_{\text{л}}} = \frac{80800}{\sqrt{3} \cdot 380} = 122,8 \text{ А.}$$

Реактивна потужність реактора

$$Q_L = 3I^2 x_L = 3 \cdot 122,8^2 \cdot 2\pi \cdot L = 3 \cdot 122,8^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0,01 \cdot 10^{-3} = 2,84 \text{ кВАр.}$$

Повна потужність АВ

$$S_{\text{AB}} = \sqrt{P^2 + (Q_E + Q_L)^2} = \sqrt{75^2 + (30 + 2,84)^2} = 81,9 \text{ кВА.}$$

Оскільки повна потужність АВ також $S_{\text{AB}} = 3UI$, амплітуда його фазної напруги

$$U_m = \frac{\sqrt{2}S_{\text{AB}}}{3I} = \frac{\sqrt{2} \cdot 81900}{3 \cdot 122,8} = 314,4 \text{ В.}$$

Мінімально необхідна напруга ланки постійного струму за умови неперевикнення максимального коефіцієнту модуляції

$$U_{d \text{ min}} = 2U_{\text{mm}} = \frac{2U_m}{\mu_{\text{max}}} = \frac{2 \cdot 314,4}{0,98} = 641,6 \text{ В.}$$

Слід звернути увагу, що ця напруга помітно вища за максимально можливу напругу у разі використання некерованого випрямляча ($U_d = \sqrt{2}E_{\text{л}} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537$ В). Це є платою за можливість рекуперації. ◆

5.5. Нерегульований діодно-транзисторний вхідний перетворювач

Значно спростити систему керування реверсивним вхідним перетворювачем (рис. 5.18) в режимі рекуперації (інвертування) можна, якщо відмовитися від ШІМ. Інвертування можливе, коли напруга ланки постійного струму більша за амплітуду лінійної ЕРС мережі ($U_d > \sqrt{2}E_{\text{л}}$), унаслідок чого на колекторах

транзисторів $VT1...VT6$ завжди присутній позитивний потенціал відносно емітерів. У випрямному режимі напруга на конденсаторі $U_d \ll \sqrt{2}E_n$, транзистори протягом більшої частини періоду не здатні відкритися, працюють переважно діоди.

Принцип дії такого перетворювача пояснює рис. 5.22. Транзистори отримують імпульси керування тривалістю 120° тоді, коли напруга відповідної фази мережі найбільша за модулем (як на рис. 5.22). Унаслідок цього завжди відкрито лише два транзистори (один з колекторної, інший – з емітерної групи), а струм протікає переважно двома фазами мережі. Фазні напруги на вході (у точці підключення реакторів до перетворювача) дорівнюють половині напруги ланки постійного струму (u_a на рис. 5.22). До трьох фаз мережі перетворювач короткочасно підключений лише на початку нової комутації. Так, наприклад, після перемикавання з $VT1$ на $VT3$ ЕРС самоіндукції реактора фази A відкриває діод протилежної групи ($VD2$), фаза підключається до протилежної клеми ланки постійного струму, і доки струм фази A під впливом напруги протилежного знаку знижується до нуля, ланка постійного струму підключена до фази A через $VD2$, до B через $VT3$ та до C через $VT6$). Напруги на вході перетворювача на цьому інтервалі дорівнюють $u_a = u_c = -U_d/3$, $u_b = 2U_d/3$.

Таким чином, зворотні діоди відіграють звичну роль скидання електромагнітної енергії, накопиченої в індуктивних елементах, та запобігання перенапруг на керованих ключах. Оскільки імпульси керування транзисторами мають фіксовані тривалість та фазовий зсув, перетворювач є нерегульованим, зворотні зв'язки за струмом і напругою не використовуються, а форма та амплітуда фазного струму і інтенсивність процесу рекуперації залежать лише від різниці між напругою U_d та амплітудою лінійної ЕРС мережі. Як видно з рис. 5.22, фазний струм у режимі інвертування протифазний фазній ЕРС мережі.

У режимі холостого ходу, коли струм у ланці постійного струму відсутній, фазний струм має ємнісний характер.

На відміну від активного випрямляча, такий перетворювач нездатний забезпечити синусоїдальну форму фазного струму, регулювати $\cos\varphi$ та якісно стабілізувати напругу ланки постійного струму. Проте він має просту систему керування, запобігає перенапружень у ланці постійного струму та здійснює рекуперацію з $\cos\varphi \approx 1$. Залежність амплітуд гармонік фазного струму (% від амплітуди першої гармоніки) від їх номера для інверторного та випрямного режимів наведена на рис. 5.23 [41]. Залежності отримані за умови використання реакторів з відносною напругою КЗ $u_k = 4\%$ та відношенням $RSC = \frac{S_{K3}}{S_{ПЧ}} = 50 (S_{K3} -$ потужність КЗ мережі у точці підключення ПЧ, $S_{ПЧ}$ – повна потужність ПЧ, кВА).

Слід зазначити, що характер процесів у режимі інвертування подібний до таких у трифазному АІН з тривалістю керуючих імпульсів $\lambda = 120^\circ$ (див. рис. 3.13), який має таку саму силову схему. Тому розглянутий перетворювач можна вважати перетворювачем з амплітудною модуляцією, веденим мережею.

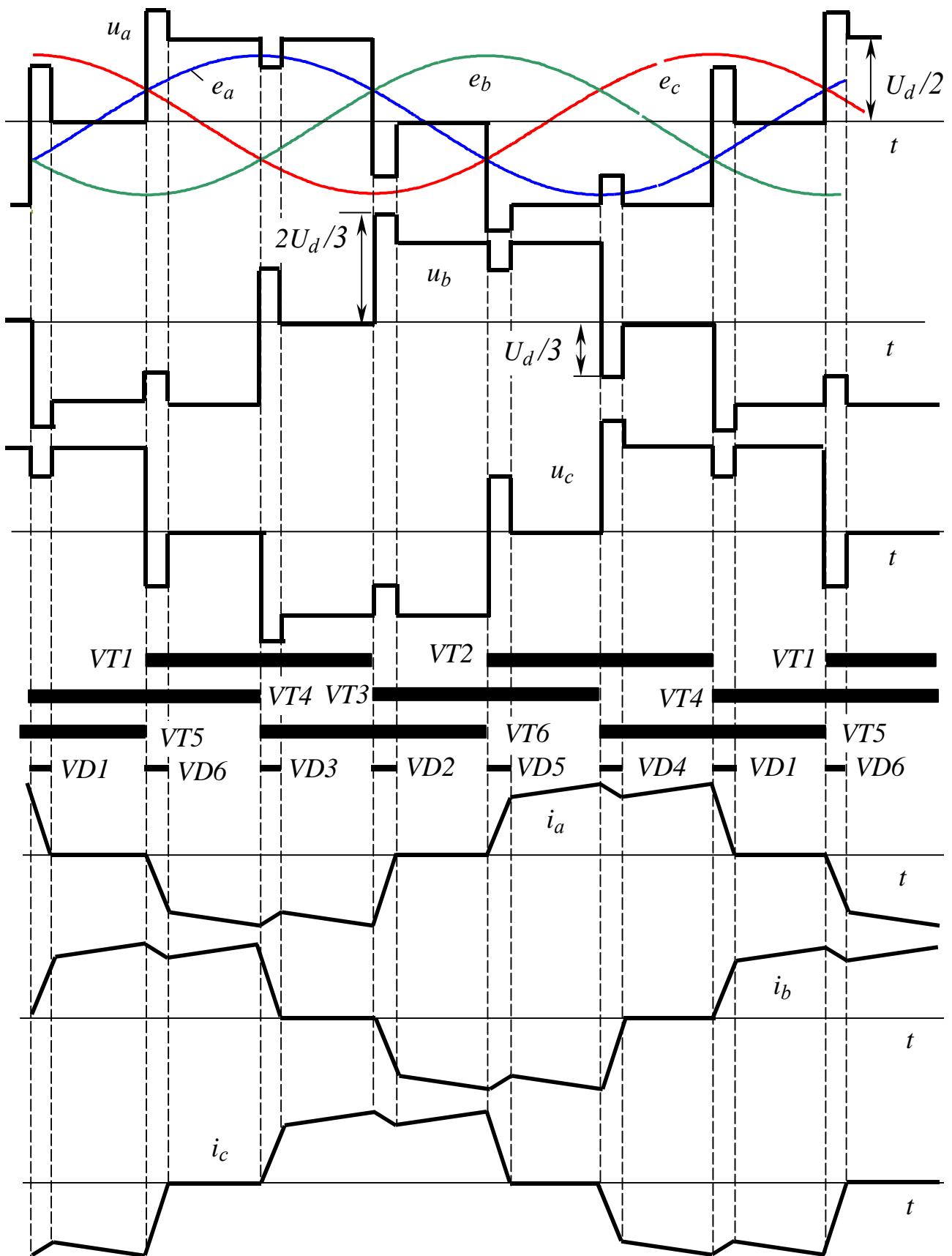


Рис. 5.22. Робота нерегульованого діодно-транзисторного вхідного випрямляча в режимі рекуперації енергії до мережі змінного струму

5.6. Способи поліпшення вихідних напруги та струму інверторів

Несинусоїдальність вихідного струму ПЧ має наслідком збільшення втрат в електричній машині та появу пульсацій рушійного моменту. Пульсації ж моменту (особливо на малих швидкостях) призводять до порушення рівномірності руху електричної машини та обмеження діапазону регулювання її швидкості. У частотно-керованих електроприводах використовуються такі способи поліпшення умов живлення двигунів.

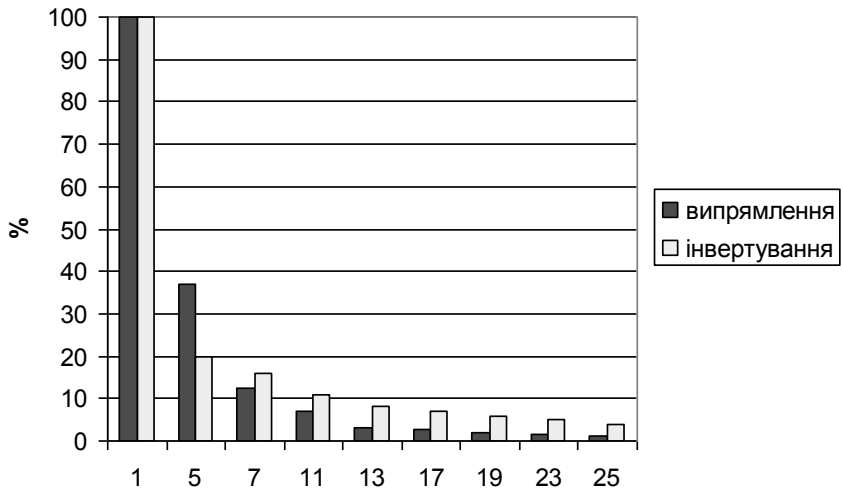


Рис. 5.23. Частотний спектр фазного струму

нерегульованого діодно-транзисторного випрямляча

- Використання широтно-імпульсної модуляції замість амплітудної (іноді навіть в інверторах струму). Унаслідок того, що частота вищих гармонік досить висока (див. п. 3.9), вищі гармоніки струму легко фільтруються в усьому діапазоні регулювання. Рекомендується для ПЧ будь-якої потужності (крім високочастотних).
- Увімкнення на виході ПЧ т.зв. “синусних” фільтрів. У ПЧ з амплітудною модуляцією вони ефективні лише за незмінної вихідної частоти і тому використовуються рідко. У разі широтно-імпульсної модуляції вони здатні суттєво поліпшити форму струму, однак ускладнюють керування двигуном та погіршують масогабаритні показники ПЧ, оскільки мають бути розраховані на повну його потужність. Їх використання виправдане лише за наявності дуже жорстких вимог до форми струму та рівня шуму, генерованого двигуном.
- Застосування багаторівневих (п. 3.10) та складених (п. 3.11) схем інверторів.
- Використання окремих інверторів з амплітудною модуляцією для живлення потужних двигунів із кількома (n) обмотками статора, зсунутими у просторі на кут $60^\circ/n$ (т.зв. розщеплені обмотки). Моменти комутації таких інверторів також зсунуті у часі на кут $60^\circ/n$. Унаслідок зсуву пульсацій моментів, створених окремими обмотками, сумарні коливання моменту та швидкості двигуна мають меншу амплітуду та в n раз більшу частоту. Інвертори доцільно живити від спільного джерела. На рис. 5.24 зображені просторові осі обмоток статора АД із двома обмотками (а), а також схеми вмикання інверторів струму (б, в) та напруги (г). У схемі рис. 5.24,в два послідовно увімкнених керованих випрямляча живляться від окремих вторинних обмоток трансформатора (це покращує форму споживаного з мережі струму, див. п. 5.2). Поперединне ж умикання випрямлячів та інверторів зменшує вдвічі різницю потенціалів між будь-якими точками ланки постійного струму, що підвищує безпеку експлуатації високовольтних ПЧ.

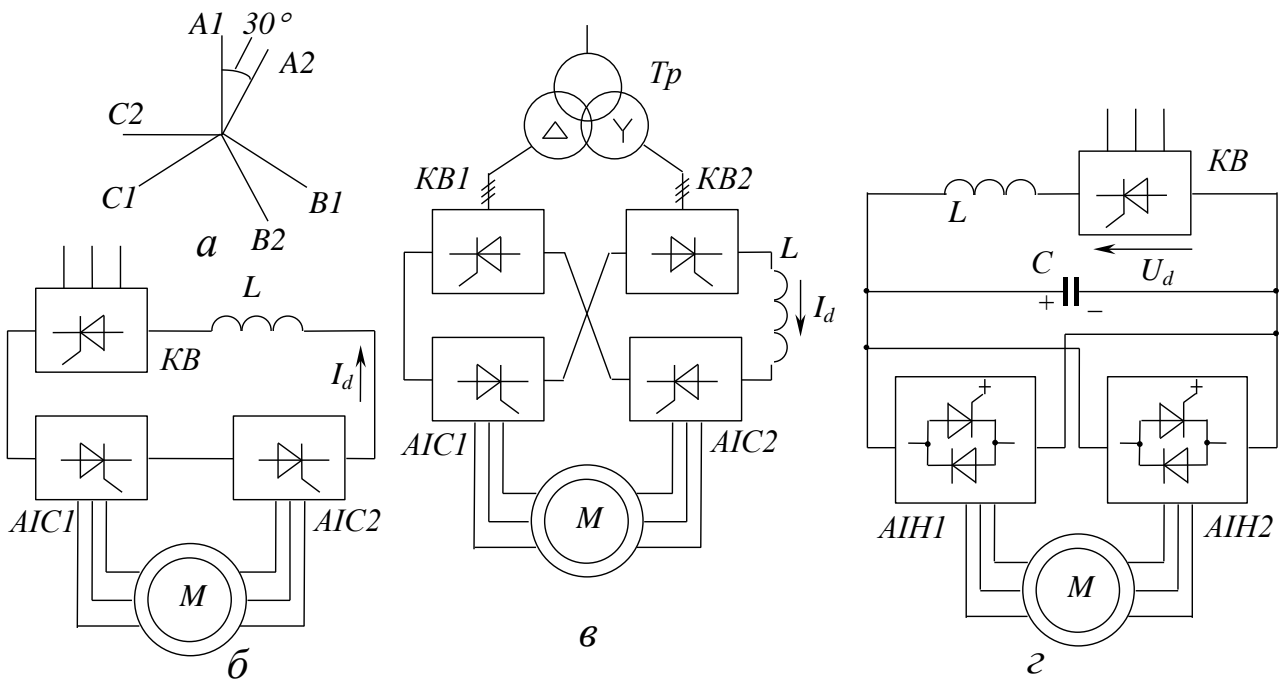


Рис. 5.24. ПЧ для живлення АД із розщепленими обмотками статора

- Придушення окремих найбільш небезпечних (із найбільшими амплітудами та найменшими частотами) гармонік вихідного струму АІН із ШІР шляхом відповідного розташування інтервалів вимикання ключів β .

Якщо АІН із ШІМ реалізований на основі *IGBT*-транзисторів, темп зміни миттєвої вихідної напруги внаслідок їх високої швидкодії дуже великий (тривалість комутації близько 0,05...0,01 мкс). Унаслідок власної розосередженої індуктивності та ємності кабелю, що з'єднує АІН із двигуном, швидка зміна напруги призводить до виникнення хвильових процесів у кабелі та появи на обмотці статора перенапруг. Якщо довжина кабелю досить велика (близько 7...20 м), амплітуда перенапруг наближається до подвійної (рис. 5.25,а). Щоб зменшити перенапруги в обмотці та збільшити надійність її роботи, використовують три способи, які зменшують темп зміни напруги на статорі:

- послідовний Γ -подібний *LC*-фільтр між виходом АІН та кабелем (рис. 5.25,б);
- послідовний *RL*-фільтр (рис. 5.25,в) між АІН та кабелем;
- паралельний *RC*-фільтр біля двигуна (рис. 5.25,г) для зменшення хвильового опору на виході кабелю.

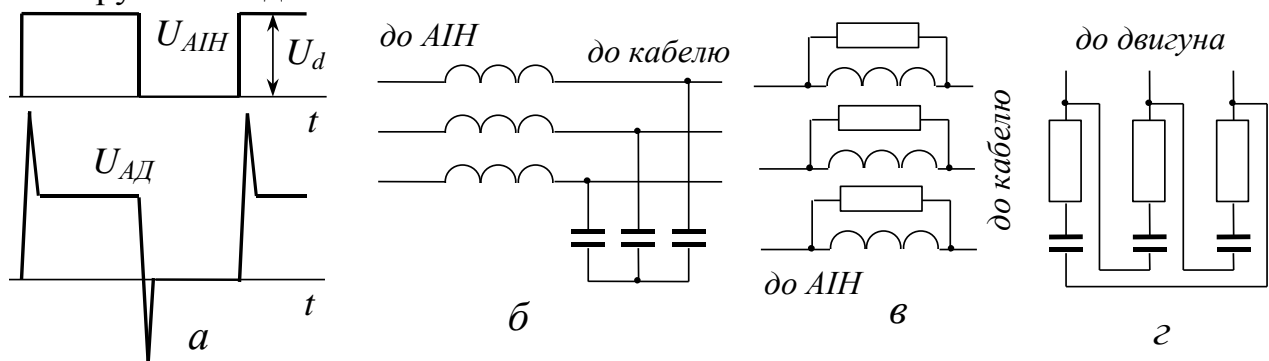


Рис. 5.25. Перенапруги на виході довгого кабелю та засоби для їх зменшення

Подібні фільтри зменшують також високочастотні ємнісні струми спливу, які виникають між фазами кабелю та землею, а також електромагнітне випромінювання кабелю.

5.7. Вибір силових елементів автономних інверторів ◆

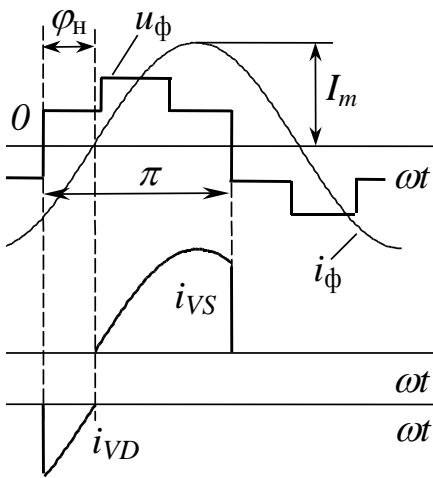


Рис. 5.26. Вихідна напруга та струми АІН із $\lambda=180^\circ$

Вихідними даними під час вибору силових елементів АІ є номінальні напруга $U_{\text{дп}}$ та пусковий струм $I_{\text{дп}}$ навантаження (двигуна змінного струму). При виборі братимемо до уваги лише перші гармоніки вихідних напруг та струмів. Згідно [6] похибка при цьому не перевищуватиме 5%.

Основні співвідношення для напруг та струмів інверторів витікають із рівняння балансу потужностей

$$U_d I_d \approx 3 U_{\phi(1)} I_{\phi(1)} \cos \varphi_H, \quad (5.1)$$

де $U_{\phi(1)}$, $I_{\phi(1)}$ – діючі значення перших гармонік фазних напруги та струму на виході АІ.

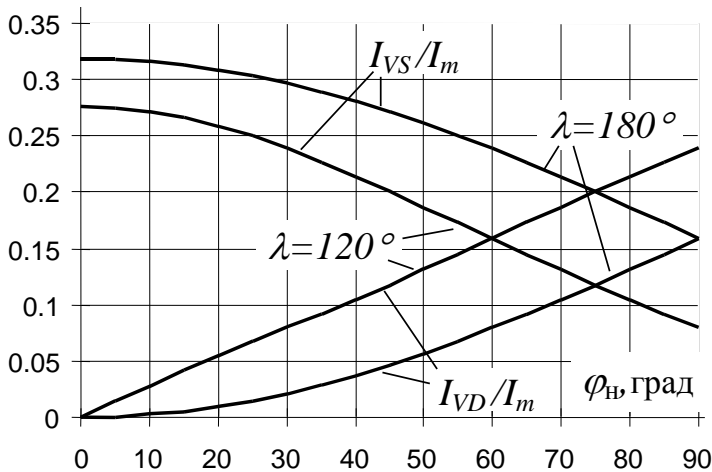


Рис. 5.27. Середні струми АІН з АМ як функції кута навантаження

А) Трифазний АІН з амплітудною модуляцією ($\lambda=180^\circ$)

Діаграми вихідних напруги та струму (першої гармоніки) зображені на рис. 5.26. Унаслідок того, що струм зсунутий відносно напруги на кут навантаження $\varphi_H = \arctg(R_H / \omega_{\text{вих}} L_H)$, ключ відкривається не одразу після отримання керуючого сигналу, а тільки після закривання зворотного діода (на інтервалі $\varphi_H < \omega t < \pi$). Середні струми ключа та зворотного діода

$$I_{VS} = \frac{I_m}{2\pi} \int_{\varphi_H}^{\pi} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos \varphi_H) = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2\pi}} (1 + \cos \varphi_H);$$

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{\varphi_H} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} (1 - \cos \varphi_H) = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2\pi}} (1 - \cos \varphi_H).$$

Залежності середніх струмів від кута навантаження наведені на рис. 5.27. Якщо кут навантаження змінюється в процесі роботи, вибір ключів слід здійснювати для найменшого можливого кута φ_H , діодів – для найбільшого. Струми відсікальних діодів в АІН із міжфазною штучною комутацією розраховуються так само, як і струми ключів.

Використавши формули (3.3) та (5.1) і перейшовши до лінійних напруг, можна знайти середній струм на вході АІН, потрібний для вибору дроселя та керованого випрямляча

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_{дп} \cos \varphi_H, \quad (5.2)$$

а також найбільшу середню вхідну напругу, що визначає напругу на ключах

$$U_{d0} \geq \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{дп}.$$

Напруга, на яку мають бути розраховані ключі та діоди

$$U_{VS} \geq U_{d0} k_{3U1} k_{3U2}, \quad (5.3)$$

де $k_{3U1} = 1,15$ – коефіцієнт запасу, що враховує можливе підвищення напруги живильної мережі на 15%; $k_{3U2} = 1,3 \dots 1,5$ – коефіцієнт запасу на можливі пере-напруги в схемі.

Дросель, який входить до складу Г-подібного LC-фільтра АІН з амплітудною модуляцією, призначений для забезпечення безперервного струму випрямляча в усьому діапазоні можливих навантажень, а також зменшення вмісту вищих гармонік у споживаному ним струмі. Його індуктивність обирається так само, як і індуктивність згладжувального дроселя звичайного випрямляча за критерієм обмеження зони переривистих струмів:

$$L_\phi = \frac{1}{\omega_1} \left(\frac{U_{d0}}{I_{дп}} k_{гp} - x_a \right),$$

де ω_1 – колова частота мережі;

$$k_{гp} = \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha; \quad p \text{ – пульсність випрямляча; } x_a \text{ – індуктивний опір}$$

трансформатора (реактора), що перебуває у контурі випрямленого струму (для однофазної мостової та трифазної нульової схем $x_a = x_T$, а для трифазної мостової $x_a = 2x_T$); $I_{дп}$ – найбільший вхідний струм АІН, за якого припускається виникнення режиму переривистих струмів.

Струм $I_{дп}$ відповідає найменшому можливому навантаженню двигуна і визначається за формулою (5.2). Якщо навантажувальна діаграма невідома, до формули (5.2) слід підставити $0, I_{дп}$ замість $I_{дп}$. Індуктивність навантаження при розрахунках можна вважати нульовою.

Конденсатор LC-фільтру обмежує коливання напруги на вході АІН. Його ємність повинна бути такою, щоб частота власних коливань фільтра

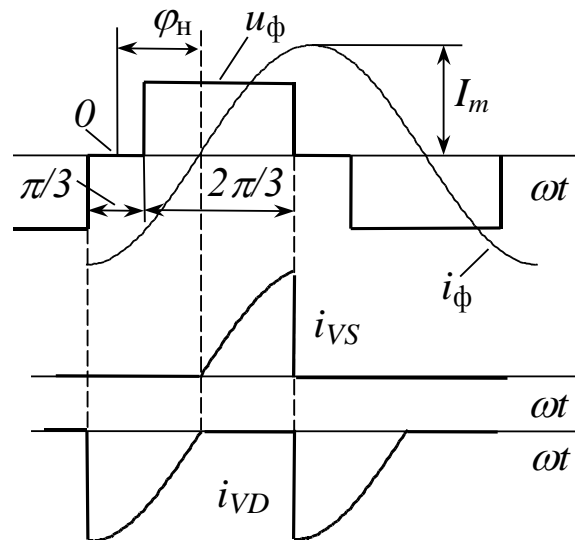


Рис. 5.28. Вихідна напруга та струми АІН із $\lambda=120^\circ$

$\omega_0 \approx \sqrt{1/L_\phi C_\phi}$ була набагато меншою від частот перемикачів ключів випрямляча та інвертора:

$$\omega_0 \ll 6\omega_1;$$

$$\omega_0 \ll 6\omega_{\text{вих min}},$$

де ω_1 – колова частота мережі, яка живить випрямляч; $\omega_{\text{вих min}}$ – найменша вихідна частота АІН.

Ємність конденсатора при цьому

$$C_\phi \gg \frac{1}{36L_\phi\omega},$$

де ω – найменша з частот ω_1 та $\omega_{\text{вих min}}$.

Б) Трифазний АІН з амплітудною модуляцією ($\lambda=120^\circ$)

На рис. 5.28 зображені вихідна фазна напруга та перша гармоніка вихідного струму АІН із $\lambda=120^\circ$ для випадку, коли пауза у фазному струмі відсутня. Якщо вихідний струм запізнюється відносно напруги на кут $\varphi_H > \pi/6$, діод відкритий на інтервалі $-\pi/6 < \omega t < \varphi_H$, а тиристор – на наступному ($\varphi_H < \omega t < 5\pi/6$).

Середній струм ключа

$$\begin{aligned} I_{VS} &= \frac{I_m}{2\pi} \int_{\varphi_H}^{\frac{5\pi}{6}} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6} - \varphi_H\right) + \cos 0 \right] = \\ &= \frac{I_m}{2\pi} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_H\right) \right] = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_H\right) \right]. \end{aligned}$$

Середній струм діода

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\varphi_H} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_H\right) - 1 \right].$$

Якщо індуктивна складова навантаження настільки мала, що $\varphi_H < \pi/6$, ключ відкритий протягом усіх 120° (на інтервалі $\pi/6 < \omega t < 5\pi/6$), а його середній струм

$$\begin{aligned} I_{VS} &= \frac{I_m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_H\right) \right] = \\ &= \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) \right]. \end{aligned}$$

Зворотній діод у найгіршому для себе випадку відкритий протягом 60° (на інтервалі $-\pi/6 < \omega t < \pi/6$), а його середній струм

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_H\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) \right] =$$

$$= \frac{I_{дп}}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_H\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) \right].$$

Параметри фільтру обираються так само, як і у попередньому випадку.

В) Автономний інвертор струму

Амплітуда першої гармоніки вихідного струму АІС

$$I_{\phi m(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d.$$

Звідси, вважаючи, що діюче значення першої гармоніки вихідного струму дорівнює номінальному струму двигуна, знайдемо потрібний вхідний струм АІС

$$I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} I_{\phi m(1)} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{дп}. \quad (5.4)$$

Середній струм ключа

$$I_{VS} = \frac{I_d}{3} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} I_{дп}.$$

Підставивши вираз (5.4) до рівняння енергетичного балансу (5.1), знайдемо найбільшу потрібну вхідну напругу АІС

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{дп} \cos \varphi_H,$$

за якою згідно з формулою (5.3) обирається напруга тиристорів.

Дросель на вході АІС згладжує коливання вхідного струму. Його індуктивність знаходиться так само, як і індуктивність дроселя на виході керованого випрямляча за критерієм обмеження пульсацій випрямленого струму:

$$L_{д} = \frac{U_{дпм} 100}{\sqrt{2} p \omega_1 \delta I_{дп}},$$

де $I_{дп}$ – середній вхідний струм АІС, що відповідає номінальному струму двигуна [аналогічно (5.4)]; $\delta = 5...10\%$ – допустима відносна амплітуда пульсацій вхідного струму.

Амплітуда першої гармоніки пульсацій випрямленої напруги залежить від схеми випрямляча та кута керування:

$$U_{дпм} = U_{d0} \frac{2 \cos \alpha}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}.$$

Амплітуда пульсацій буде найбільшою, коли $\alpha = 90^\circ$. Щоб урахувати пульсації, обумовлені перемиканням ключів АІС, отриману індуктивність слід подвоїти.

◆ Приклад 5.4 Дросель на вході автономного інвертора струму

Трифазний АІС живиться через трифазний мостовий випрямляч від мережі змінного струму з лінійною напругою $U_{\text{л}}=380$ В. Розрахувати індуктивність дроселя в ланці постійного струму, необхідну для обмеження коливань випрямленого струму на рівні $\delta=5\%$, якщо максимальний струм на виході АІС 100 А, а максимальний кут керування випрямляча $\alpha_{\text{max}}=80^\circ$.

Максимальна випрямлена напруга

$$U_{d0} = 1,35U_{\text{л}} = 1,35 \cdot 380 = 513 \text{ В.}$$

Амплітуда першої гармоніки пульсацій випрямленої напруги, яка відповідає $\alpha_{\text{max}}=80^\circ$:

$$U_{d1m} = U_{d0} \frac{2 \cos \alpha_{\text{max}}}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{\text{max}}} = 513 \frac{2 \cdot \cos 80^\circ}{6^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 \operatorname{tg}^2 80^\circ} = 175 \text{ В.}$$

Максимальний випрямлений струм

$$I_{d\text{max}} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{\text{вихmax}} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} 100 = 128,2 \text{ А.}$$

Індуктивність дроселя

$$L_{\text{д}} = \frac{U_{d1m} 100}{\sqrt{2} p \omega_1 \delta I_{d\text{max}}} = \frac{175 \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot 314 \cdot 5 \cdot 128,2} = 0,0615 \text{ Гн.} \quad \blacklozenge$$

Г) Автономний інвертор напруги з ШІМ

Амплітуда першої гармоніки фазної вихідної напруги АІН із ШІМ

$$U_{\text{фm}(1)} = \mu U_{\text{д}} k_{\text{вн}} \quad (5.5)$$

залежить від схеми інвертора та способу керування ним. Звідси можна знайти потрібну напругу ланки постійного струму:

$$U_{\text{д}} = \frac{U_{\text{фm}(1)}}{\mu_m k_{\text{вн}}} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{дп}}}{\sqrt{3} \mu_m k_{\text{вн}}},$$

за якою згідно (5.3) обираються ключі АІН.

Підставивши вираз (5.5) до рівняння балансу потужностей (5.1), матимемо звідти найбільше значення середнього вхідного струму

$$I_{\text{д}} = \frac{3}{2} \mu_m k_{\text{вн}} I_{\text{фm}(1)} \cos \varphi_{\text{н}} = \frac{3}{\sqrt{2}} \mu_m k_{\text{вн}} I_{\text{дп}} \cos \varphi_{\text{н}}.$$

Середній струми ключів та діодів [6]

$$I_{\text{VT}} = \frac{I_{\text{м}}}{2\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_{\text{н}} \right) = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_{\text{н}} \right);$$

$$I_{\text{VD}} = \frac{I_{\text{м}}}{2\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_{\text{н}} \right) = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_{\text{н}} \right).$$

Якщо транзистор та діод реалізовані в одному модулі, його струм можна знайти як суму двох останніх виразів

$$I_M = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{дп}}.$$

За наднизьких вихідних частот ключі протягом тривалого часу (який можна порівняти зі сталою часу їх нагріву) повинні комутувати струм, що дорівнює амплітудному. Тоді

$$I_{VT} = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}} (1 + \mu \cos \varphi_H);$$

$$I_{VD} = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}} (1 - \mu \cos \varphi_H).$$

Ємність конденсатора на вході АІН із ШІМ за критерієм стабілізації напруги ланки постійного струму [6]

$$C \geq \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\mu_m I_{\text{дп}}}{f_M \Delta U_d} \sin^2 \varphi_H - \frac{\pi/6}{2},$$

де $\mu_m \approx 1 - 4t_B f_M$ – найбільша можлива глибина модуляції [6]; f_M – найменша можлива частота ШІМ; ΔU_d – допустимі коливання випрямленої напруги (для електролітичних конденсаторів до кількох вольтів); t_B – час відновлення запірних властивостей ключа.

У практичних розрахунках ємність обирають виходячи зі співвідношення 100...170 мкФ на 1 кВт потужності навантаження (у разі трифазного вхідного випрямляча) і 1000...1400 мкФ/кВт (якщо випрямляч – однофазний).

◆ **Приклад 5.5. Струми транзисторів та діодів АІН із ШІМ**

Від трифазного АІН із синусоїдальною ШІМ живиться асинхронний двигун. Протягом частотного пуску двигун споживає струм $I_{\text{дп}} = 143$ А, його $\cos \varphi$ змінюється від 0,4 до 0,75, а коефіцієнт модуляції інвертора μ – від 0,2 до 0,95. Розрахувати максимально можливі протягом пуску середні струми транзисторів та зворотних діодів АІН, а також струму ланки постійного струму.

Середній струм транзистора та ланки постійного струму будуть максимальними наприкінці пуску, діодів – на початку:

$$I_{VT} = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_H \right) = \frac{143}{\sqrt{2}\pi} \left(1 + \frac{0,95 \cdot \pi}{4} \cdot 0,75 \right) = 50,4 \text{ А};$$

$$I_{VD} = \frac{I_{\text{дп}}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_H \right) = \frac{143}{\sqrt{2}\pi} \left(1 - \frac{0,2 \cdot \pi}{4} \cdot 0,4 \right) = 30,2 \text{ А};$$

$$I_d = \frac{3}{\sqrt{2}} \mu_m k_{\text{вн}} I_{\text{дп}} \cos \varphi_H = \frac{3}{\sqrt{2}} 0,95 \cdot 0,5 \cdot 143 \cdot 0,75 = 108,1 \text{ А}. \quad \blacklozenge$$

5.8. Аварійні режими та захист автономних інверторів і переривників постійного струму

Унаслідок близькості силових схем переривників та АІН є багато спільного між ними як у характері аварійних режимів, так і у способах захисту.

Основні види аварійних режимів:

- коротке замикання на вході або на виході;
- надмірне зниження або зростання вхідної напруги;
- перевантаження;
- замикання на землю на вході або на виході;
- зникнення фази на вході або на виході.

Оскільки на вході АІН та переривника завжди є конденсатор великої ємності, найбільш тяжким аварійним режимом є КЗ на вході. Воно може виникнути після:

- пробією одного з ключів (наприклад, $VS2$ на рис. 5.29) та вмикання другого ключа тієї ж фази ($VS1$);
- затримки вимикання $VS1$ до моменту вмикання $VS2$ (внаслідок несправності системи керування або схеми штучної комутації);
- самочинного вмикання $VS1$ під час відкритого стану $VS2$;
- відкриття ключів у фазах, між якими виникло коротке замикання на виході (наприклад, $VS2$ та $VS3$).

Наслідком КЗ на вході є розряд конденсатора фільтра C_ϕ через відкриті ключі, КЗ випрямляча (його струм, щоправда, обмежений дроселем L_ϕ) та міжфазне КЗ обмотки статора двигуна.

Якщо в контурі розряду конденсатора нема індуктивності, аварійний струм швидко зростає і стає причиною виходу з ладу ключів. Ситуація погіршується тим, що до розрядного струму додаються ще й струм КЗ від джерела живлення та гальмівний струм двигуна.

У сучасних АІН використовують попереджувальні заходи, які обмежують аварійні струми, запобігають розвитку аварії та дають час для спрацювання системи захисту:

- дроселі порівняно невеликої індуктивності послідовно з кожним ключем (L_4, L_5 на рис. 5.30) або на вході АІН (L_3) для обмеження струму в процесі вмикання ключа та після КЗ на вході;
- два дроселі (L_1, L_2) у ланці постійного струму для обмеження струмів після КЗ на землю, а також для обмеження стрибків вхідного та вихідного струмів випрямляча під час заряду конденсатора (особливо після першого вмикання перетворювача);
- датчики стану вентилів, що дають змогу своєчасно виявити пробитий ключ та запобігти короткого замикання;

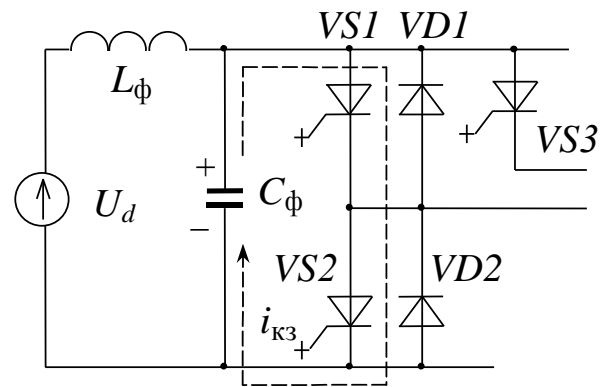


Рис. 5.29. Шлях протікання аварійного струму після КЗ на вході

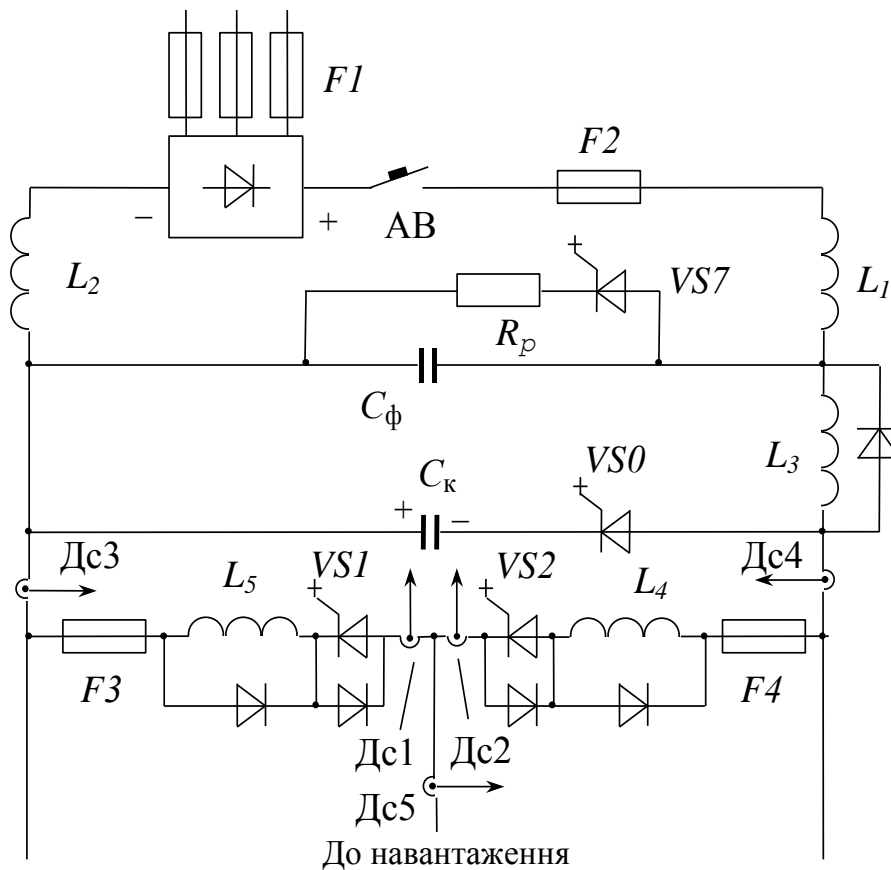


Рис. 5.30. Захисні засоби АІН та переривників

- розрядний ключ $VS7$, що відкривається при надмірному зростанні напруги на конденсаторі фільтра C_ϕ , розряджаючи його на розрядний резистор R_p (в перетворювачах середньої та великої потужності стабілізацію напруги U_d здійснює ввімкнений зустрічно-паралельно випрямлячу ведений мережею інвертор, який повертає надлишки енергії до мережі).

Спосіб захисту ключів від КЗ визначається насамперед типом ключів. Тиристри порівняно з транзисторами мають більшу перевантажувальну здатність, але набагато більшу тривалість закривання. Тому захист тиристорів від КЗ шляхом їх закривання недостатньо швидкодіючий (занадто великий темп зростання аварійного струму) і використовується лише при перевантаженнях, обриві фази, відхиленнях напруги живлення АІН. Захисні засоби, що використовуються при коротких замиканнях:

- запобіжники послідовно з кожним тиристором ($F3, F4$);
- запобіжники на вході АІН чи випрямляча ($F1, F2$) в малопотужних інверторах, автоматичні вимикачі (AB) на вході АІН із датчиками струму $Дс1 \dots Дс4$ в інверторах великої потужності;
- короткозамикач $VS0$, який відкривається системою захисту після виникнення КЗ на вході і перебирає на себе аварійний струм, шунтуючи силові ключі (в потужних інверторах). Якщо послідовно з тиристором $VS0$ ввімкнений ще й конденсатор C_k , заздалегідь заряджений із полярністю, позначеною на рис. 5.30, відкривання короткозамикача призводить до розряду конденсатора через відкриті тиристри інвертора та їх примусового закривання.

Використання двох датчиків струму на вході АІН (Дс3, Дс4) забезпечує захист тиристорів обох груп (анодної та катодної) від замикання на землю.

Транзистори за допомогою силових апаратних засобів (автоматичних вимикачів, запобіжників) захистити від КЗ практично неможливо (спад напруги на відкритому транзисторі швидко зростає зі збільшенням струму). Тому в *IGBT*-інверторах використовується вимикання за допомогою керуючого сигналу. Крім того, на відміну від тиристорних АІН, намагаються зменшити індуктивність між конденсаторним фільтром та ключами, щоб, збільшивши темп зростання аварійного струму, дати можливість швидше спрацювати швидкодіючій системі захисту та захистити ключі від теплового пробою. Обмежувальні дроселі ($L_3 \dots L_5$) майже не використовуються, оскільки *IGBT*-транзистори допускають більші di/dt . Щоб не вносити до контуру КЗ додаткових індуктивностей, роль датчиків струму Дс3, Дс4 виконують шини постійного струму, або взагалі вимірюються тільки вихідні струми (Дс5).

У малопотужних інверторах на біполярних транзисторах для аварійного вимикання іноді використовують захисний транзисторний ключ, який вмикається в коло постійного струму замість вимикача АВ.

В автономних інверторах струму виникають такі самі аварійні режими, що й в інверторах, ведених мережею [23]. Більшість аварій призводить зрештою до перекидання АІС. Причинами перекидання можуть бути:

- пробій одного з ключів інвертора;
- пропуск вмикання наступного ключа внаслідок несправності системи керування;
- замалий кут інвертування, менший від тривалості комутації;
- зниження чи зникнення комутуючої напруги (внаслідок несправності кола штучної комутації або міжфазного КЗ на виході інвертора, веденого навантаженням).

Для обмеження аварійних струмів після перекидання АІС використовують:

- переведення керованого випрямляча до інверторного режиму;
- короткозамикачі (рис. 5.30);
- подачу керуючих імпульсів до всіх тиристорів АІ;
- вибір достатньої індуктивності дроселя в колі випрямленого струму.

Оскільки на вході АІС завжди є дросель, який обмежує аварійні струми, короткі замикання в таких інверторах менш небезпечні.

5.9. Сучасні перетворювачі частоти для електроприводів

Електропривід (промисловий, тяговий, побутовий) є головною сферою застосування перетворювачів частоти. Основними вимогами, яким має відповідати ПЧ у складі сучасного електропривода (ЕП), є:

- регулювання (як узгоджене, так і роздільне) частоти та рівня вихідної напруги в широких межах;
- форма вихідного струму, максимально наближена до синусоїдальної;

- здатність до короткочасних перевантажень;
- створення умов для протікання гальмівних струмів двигуна;
- мінімальний внутрішній опір для забезпечення максимальної жорсткості механічних характеристик електропривода;
- висока швидкодія;
- легкість інтеграції в системи автоматизації вищого рівня;
- високі ККД та коефіцієнт потужності;
- висока надійність;
- зручність і безпечність налагоджування та експлуатації;
- мінімальні генеровані електромагнітні завади та акустичний шум;
- мінімальні габарити та маса;
- рівень захисту від впливу навколишнього середовища, що відповідає умовам експлуатації;
- можливість вибору комплектації залежно від вирішуваних задач та умов експлуатації.

Перетворювачі частоти протягом останніх десятиріч набули найбільш динамічного розвитку. У десятки разів покращилися їхні малогабаритні показники, у кілька разів знизилася вартість, багаторазово зросла кількість функцій.

Однією з передумов розвитку систем керування сучасними ПЧ була поява інтегральних драйверів, ШІМ-контролерів, цифрових сигнальних процесорів (*DSP*-контролерів), до складу яких входять генератори трикутних сигналів (від 2 до 20) із програмованою вихідною частотою (до кількох МГц). Генератори працюють автономно і не потребують будь-яких ресурсів центрального процесора. За їх допомогою можна реалізувати не тільки цифрову синусоїдальну ШІМ (подібну до розглянутих у пп. 3.9, 3.10), а й векторну.

Зараз ПЧ випускаються на потужності від десятків ватів до десятків мегаватів і напругу від 220 В до 6 кВ. У найвищому (мегаватному) діапазоні потужностей іноді доцільне використання інверторів струму на одноопераційних тиристорах або інверторів напруги на *IGCT*-тиристорах. У діапазоні 0,12 Вт...5 МВт домінують *IGBT*-інвертори напруги. Малопотужні (до кількох кіловатів) високоточні ЕП можуть бути побудовані на АІН із польовими ключами.

Перетворювачі з амплітудною модуляцією мають низку вад, які роблять їх непридатними для використання у більшості сучасних електроприводів:

- погані енергетичні показники (суттєво несинусоїдальний характер вхідного струму та низький $\cos \varphi$);
- нестабільність швидкості двигуна та обмежений діапазон її регулювання внаслідок несинусоїдальності вихідного струму;
- між керованим випрямлячем, призначеним для регулювання напруги, і інвертором розташований *LC*-фільтр, який сповільнює зміну вихідної напруги ПЧ та утруднює керування електроприводом;
- низька швидкодія внаслідок малої частоти перемикання ключів (так, за вихідної частоти 1 Гц сигнал керування ПЧ може оновлюватися лише 6 разів за секунду);
- велика кількість керованих ключів та складність системи керування.

Тому широтно-імпульсна модуляція використовується в переважній більшості інверторів.

Якщо зважити також на те, що близько 80...90% усієї енергії, споживаної електроприводами, припадає на долю асинхронних, а з цих останніх 50...75% (за різними оцінками) сумарної потужності (за кількістю їх ще більше) складають електроприводи потужністю до 20 кВт, можна стверджувати, що найбільш масовим різновидом автономних інверторів є низьковольтний (до 1000 В) *IGBT*-інвертор із ШІМ.

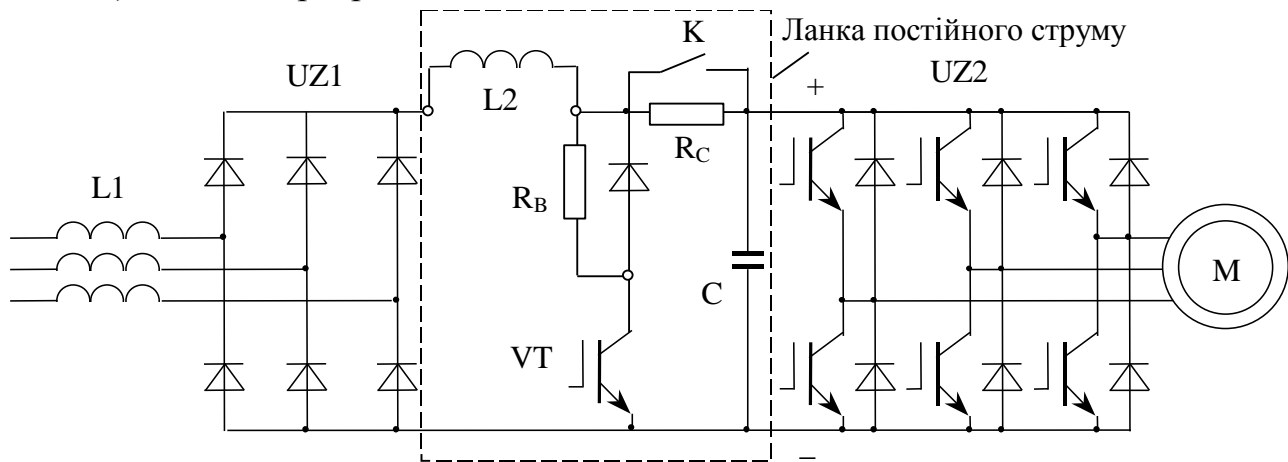


Рис. 5.31 Силова схема типового дволанкового ПЧ з АІН

А) Основні ознаки та різновиди низьковольтних ПЧ

Основними сферами застосування ПЧ є насоси, вентилятори, вантажопідійомні машини (підйомні крани, ліфти), верстати з програмним керуванням, пакувальне обладнання, технологічні лінії харчової, хімічної та інших галузей промисловості. Основні ознаки типового низьковольтного ПЧ на сьогодні практично визначено:

- силова схема (рис. 5.31) – дволанкова, до складу якої входять некерований вхідний випрямляч *UZ1*, автономний інвертор напруги (АІН) *UZ2* на *IGBT*-транзисторах та ємнісний фільтр *C*;
- принцип керування силовими ключами АІН – широтно-імпульсна модуляція (ШІМ);
- система керування перетворювачем та електроприводом – цифрова;
- діалог з користувачем можливий за допомогою пульта з клавіатурою та дисплеєм або персонального комп'ютера.

На українському ринку є великий вибір ПЧ, які відрізняються потужністю, функціональними можливостями та призначенням. У більшості провідних виробників є кілька серій ПЧ.

1. Перетворювачі для механізмів зі «змінним» моментом навантаження (що знижується зі зменшенням швидкості). До таких (до речі, найбільш поширених) механізмів належать вентилятори, насоси та відцентрові компресори. Для них характерний тривалий режим роботи, повільна зміна навантаження, невеликі перевантаження. Основною причиною використання ПЧ в таких механізмах є зміна витрачання води (повітря) і необхідність у зв'язку з цим регулювання продуктивності агрегату. Саме в механізмах такого роду використання

ПЧ дає найбільш очевидний ефект внаслідок різкого зниження енергоспоживання зі зменшенням витрачання води. Термін окупності капіталовкладень лежить у межах від кількох місяців до півтора року (залежно від діапазону коливань витрачання та практично незалежно от встановленої потужності). Відмінністю таких перетворювачів є широкий діапазон потужності (до 2000 кВт), прості закони частотного керування (що не потребують використання датчиків швидкості), невисока перевантажувальна здатність (звичайно порядку 1,1...1,5 протягом 60 с), наявність прикладних функцій для керування насосами і вентиляторами. Є окремі серії для промислового використання, такі, як FC200 (Danfoss), FR-F740 (Mitsubishi), G7 (Omron), ATV61 (Schneider Electric). Випускаються також спеціальні серії для систем гарячого водопостачання, вентиляції і кондиціонування повітря жилих та громадських будівель, наприклад ACH550 (ABB), FC100 (Danfoss), L200 (Hitachi), FR-F540J (Mitsubishi), ATV21 (Schneider Electric), Affinity (Control Techniques).

2. Високофункціональні перетворювачі для механізмів з «постійним» моментом (що не залежить від швидкості). Навантаження такого роду властиве механізмам горизонтального (конвеєри, візки) та вертикального (ліфти, лебідки) переміщення вантажів, перемотувальних механізмів, пакувального обладнання. Для них характерні часті пуско-гальмівні режими, високі перевантаження (до двократних протягом 60 с), необхідність реверса і точної зупинки, підвищені вимоги до точності і діапазону регулювання швидкості. ПЧ такого роду мають можливість векторного керування з датчиком швидкості (положення), рекуперації гальмівної енергії до мережі змінного струму, прикладні функції, зорієнтовані на вантажопідйомні механізми. Потужність сягає 2400 кВт. Прикладами можуть слугувати такі ПЧ, як ACS800 (ABB), Unidrive SP (Control Techniques), FC300 (Danfoss), SJ700 (Hitachi), 9300 Vector (Lenze), FR-A740 (Mitsubishi), ATV71 (Schneider Electric). Деякі виробники (як, наприклад, Omron та Schneider Electric) випускають спеціальні серії ПЧ для ліфтів із відповідним набором прикладних функцій (відповідно Varispeed L7 та ATV71L).

3. Універсальні ПЧ. Багато компаній пропонують серії ПЧ, котрі можуть бути використані для механізмів як з «постійним», так і зі «змінним» моментом навантаження. Нерідко для кожного типорозміру ПЧ нормується кілька рівнів номінальної потужності (більшій потужності відповідає менша перевантажувальна здатність). Випускаються серії як для простих механізмів малої потужності (невеличкі насоси, вентилятори, конвеєри, автоматичні двері, шлагбауми, тренажери, рекламні щити тощо) з невисокими вимогами до точності, швидкодії, діапазону регулювання швидкості, так і серії з високою функціональністю для застосувань, згаданих вище у п.п. 1 та 2.

4. Сервоперетворювачі застосовуються в приводі механізмів, що потребують насамперед регулювання положення. Поставляються такі перетворювачі комплектно зі спеціально розробленими двигунами (серводвигунами), а ті, в свою чергу – з датчиками положення. Як приводні двигуни найчастіше застосовують синхронні з постійними магнітами, що працюють у режимі вентильного двигуна. До переліку типових прикладних функцій сервоприводів належать пошук нульової точки, «електронний редуктор», синхронізація руху кількох

механізмів, стабілізація моменту (струму), ведений/повідний. Потужність звичайно не перевищує кількох десятків кВт.

До більшості серій входять підсерії, призначені для мереж 200...240 (одно- та трифазних), 380...480, 500...690 В. Діапазон частот вихідного струму звичайно лежить у межах від нуля до кількох сотень Гц, сягаючи у деяких ПЧ 5000 Гц. Настільки високі частоти можуть бути затребувані, наприклад, для живлення високошвидкісних електрошпинделів.

Б) Силові схеми

Як уже було сказано, вхідний випрямляч дволанкового ПЧ найчастіше некерований. Для потужностей до 2,2 кВт (110 та 220 В) він може бути однофазним мостовим, до кількох десятків кВт – трифазним мостовим. Деякі виробники допускають живлення своїх ПЧ із трифазним вхідним випрямлячем (3×220 В) від однофазної мережі 220 В. Однак при цьому необхідно знижувати номінальну потужність як мінімум на одну ступінь, як максимум – удвічі. Для поліпшення форми споживаного з мережі струму і зниження пульсацій випрямленої напруги у потужних ПЧ застосовують більш складні схеми випрямлення (12-, 18- та 24-пульсні) з послідовним або паралельним з'єднанням трифазних мостів за виходом та живленням їх від окремих вторинних обмоток трансформатора зі складними схемами з'єднання.

Перетворювачі потужністю понад 17 кВт, що працюють у режимі з частими гальмуваннями, можуть комплектуватися замість звичайного діодного діодно-транзисторним активним випрямлячем (рис. 5.18). Це дозволяє повернути гальмівну енергію до мережі змінного струму, забезпечити практично синусоїдальну форму струму мережі в режимах споживання та повернення енергії, стабілізувати напругу ланки постійного струму, знизити вплив коливань напруги мережі на роботу ПЧ. Використання мережних реакторів L у даному випадку обов'язково. Ідентичність схем випрямляча та інвертора дозволяє уніфікувати принципи керування ними (звичайно використовують ШІМ). Мало того, інвертори деяких виробників можна використовувати не тільки для режиму двигуна за схемою рис. 1, але й як активні випрямлячі.

Схема АІН, зображена на рис. 5.31, забезпечує два рівня миттєвої вихідної лінійної напруги: 0 и $\pm U_d$. Для поліпшення форми вихідного струму, розширення діапазону регулювання швидкості, зниження перенапруг на обмотці статора двигуна іноді застосовують т.зв. трирівневі схеми, які складаються з 12 керованих ключів (п. 3.10). Удвічі більша кількість ключів дає можливість підключення кожної фази навантаження не тільки до крайніх точок ланки постійного струму, як на рис. 5.31, а й до середньої його точки через середні транзистори та кламперні діоди. Завдяки цьому в кривій миттєвої вихідної напруги з'являється ще один рівень, знижується вміст вищих гармонік у напрузі та струмі, зменшуються перепади миттєвої напруги та обумовлені ними перенапруги на дальньому кінці кабелю. Низьковольтні ПЧ із трирівневим АІН випускає компанія Omron (серія G7). Набагато частіше такі інвертори використовують в ПЧ середньої напруги (понад 1000 В). За подібною схемою може бути побудований і активний випрямляч.

Силові клеми «+», «-» перетворювача звичайно виведені назовні, що дозволяє об'єднувати ланки постійного струму кількох ПЧ. Тоді від одного або кількох спільних випрямлячів може одночасно живитися кілька інверторів (рис. 5.32). При цьому можлива передача енергії гальмування від одного АІН до іншого, оминаючи мережу змінного струму, а гальмівний резистор або активний випрямляч можуть не знадобитися. Найбільш очевидні переваги такого рішення в електроприводі перемотувальних механізмів, де один двигун завжди працює у рушійному режимі, інший – в рекуперативному, а також у підйомних кранах. Випускаються ПЧ з одним випрямлячем і двома інверторами (S120, Siemens). Широко використовується подібна схема живлення у багатомоторних електроприводах верстатів з ЧПК та промислових роботів.

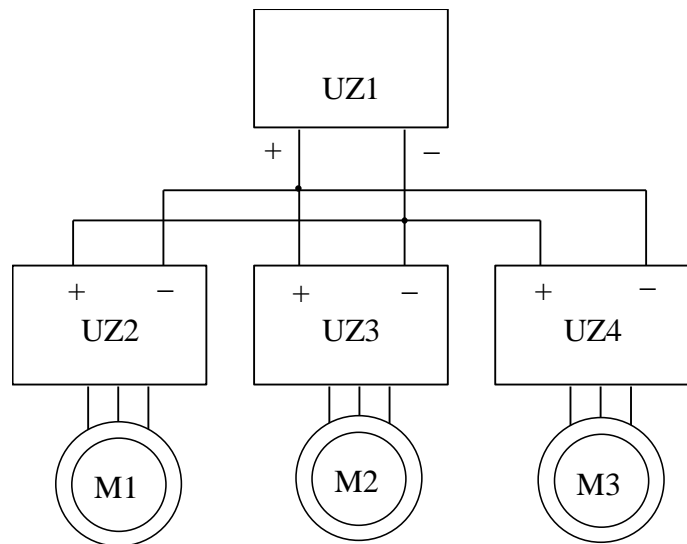


Рис. 5.32 Об'єднання ланок постійного струму

Є можливість живлення від низьковольтного ПЧ двигуна середньої напруги. Для цього необхідно між ПЧ і двигуном увімкнути підвищувальний трансформатор або автотрансформатор (на виході ПЧ при цьому обов'язковий синусний фільтр для поліпшення форми струму). Для підключення ж ПЧ до мережі середньої напруги потрібен знижувальний трансформатор. Таке рішення нерідко буває дешевшим за застосування ПЧ середньої напруги. Крім того, знижуються перенапруги на обмотці статора, можливе збільшення припустимої довжини кабелю.

В) Закони частотного керування

У переважній більшості серійних дволанкових ПЧ регулювання вихідної напруги та частоти здійснюється з застосуванням широтно-імпульсної модуляції. Використовують два варіанти ШІМ: синусоїдальну та векторну. У першому випадку кожна фаза інвертора має незалежний канал керування, в якому шляхом порівняння високочастотного опорного (звичайно трикутного) і низькочастотного задавального синусоїдального сигналів формуються сигнали керування ключами фази із шпаруватістю, що змінюється за синусоїдальним законом (п. 3.9). Амплітуда і частота задавального сигналу визначає амплітуду і частоту першої гармоніки вихідної напруги.

Векторна ШІМ передбачає формування станів АІН виходячи із заданого узагальненого вектора вихідної напруги. Вона забезпечує зниження частоти комутації ключів і дещо більшу (приблизно на 15%) вихідну напругу (п. 3.12). Щоб досягнути того ж рівня вихідної напруги, за синусоїдальної ШІМ доводиться застосовувати перемодуляцію (збільшення амплітуди задавальної синусоїди понад амплітуду опорного сигналу) або формування задавального сигнала

лу як суми двох синусоїд (першої та третьої гармоніки). Результат в обох випадках приблизно однаковий: виключення комутацій ключів навколо амплітуди фазної напруги, що призводить до збільшення діючого значення вихідної напруги, кращого використання двигуна за напругою, проте й до певного погіршення форми струму [43].

Несуча частота ШІМ у сучасних ПЧ звичайно лежить у межах 0,5...16 кГц (у деяких випадках до 32 кГц) і може бути обрана користувачем. За такої частоти модуляції форма вихідного струму достатньо наближена до синусоїдальної. Слід, проте, зазначити, що зростання частоти перемикання призводить до додаткового нагрівання силових ключів. Тому зі збільшенням номінальної потужності ПЧ верхня межа цього діапазону знижується до кількох кГц. Крім того, у багатьох ПЧ з метою попередження перегрівання ключів передбачено автоматичне зниження частоти модуляції зі зростанням струму навантаження, температури ПЧ та зменшенням частоти вихідного струму. Для зниження електромагнітних шумів двигуна частоту комутації збільшують до 8 кГц (за межі чутного людським вухом діапазону). Деяко кращого результату можна досягти, використовуючи функцію шумопридушення або «м'яку» ШІМ (автоматична зміна частоти модуляції за випадковим законом).

У сучасних ПЧ використовуються як скалярні, так і векторні закони частотного керування. У першому випадку в процесі регулювання швидкості змінюється діюче значення вихідної напруги і її частота (зворотні зв'язки звичайно відсутні), у другому, окрім цього, контролюється розузгодження за фазою між струмами, потокозчепленнями, напругами двигуна, а застосування замкнених систем регулювання обов'язкове. Скалярні закони найбільш прості і застосовуються в механізмах з невисокими вимогами до точності, швидкодії та діапазону регулювання швидкості, векторні ж забезпечують більш якісне регулювання завдяки застосуванню датчиків швидкості (положення) валу двигуна. У переважній більшості випадків користувач має можливість обрати з кількох варіантів той закон частотного керування, який найбільш повно відповідає поставленому завданню. Розглянемо доступні в сучасних ПЧ закони керування (у кожному конкретному зразка їхній перелік, звичайно, може бути більш коротким).

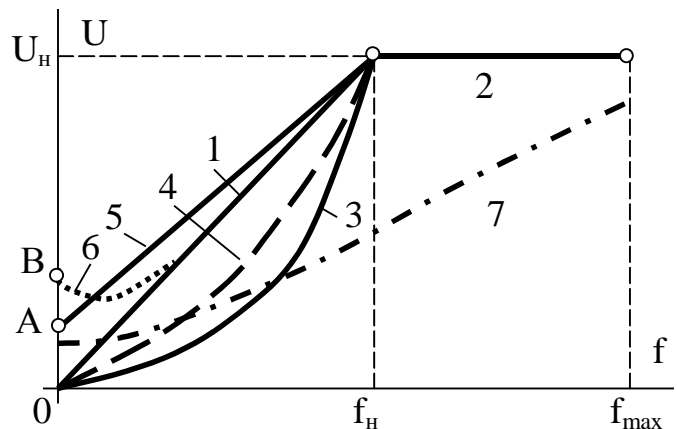


Рис. 5.33 Вольт-частотні характеристики

Закон для механізмів с «постійним» моментом опору передбачає пропорційну зміну амплітуди напруги та його частоти $U/f = const$ (пряма 1 на рис. 5.33) в діапазоні частот від нуля до номінальної f_n . У цьому діапазоні магнітний потік двигуна незмінний та дорівнює номінальному (незмінна також і його перевантажувальна здатність). Точка с координатами (U_n, f_n) відповідає номінальному режиму двигуна. Подальше підвищення вихідної частоти до мак-

симально допустимої f_{\max} відбувається за незмінної напруги (лінія 2), завдяки чому магнітний потік машини і перевантажувальна здатність знижуються.

Для механізмів с моментом, що квадратично знижується зі зменшенням частоти обертання (вентилятори, насоси), застосовують закон $U/f^2 = const$, котрому відповідає вольт-частотна характеристика (ВЧХ) 3 на рис. 5.33. За використання її в подібних механізмах вона забезпечує менші втрати у двигуні порівняно з законом $U/f = const$. У випадку роботи насоса на магістраль з протитиском залежність моменту від швидкості відрізняється від квадратичної. Тому у деяких випадках є можливість змінювати ступень кривизни ВЧХ (лінія 4).

Розглянуті закони частотного керування передбачають, що активним опором обмотки статора двигуна можна знехтувати. Для двигунів потужністю до 10 кВт таке припущення є некоректним, і спад напруги у цьому опорі під навантаженням призводить до зниження магнітного потоку і перевантажувальної здатності. У цьому випадку слід застосовувати IR-компенсацію (лінія 5), яка забезпечує компенсацію спаду напруги в активному опорі статора завдяки більш високій напрузі порівняно з законом 1. Для забезпечення підвищеного початкового пускового моменту двигуна в механізмах з важким пуском можна застосовувати ВЧХ вигляду 6.

Для механізмів, які регулярно працюють з неповним навантаженням, призначений закон мінімального струму (або енергоощадний закон). Для кожного рівня навантаження автоматично підбирається така величина напруги, якому відповідає мінімальне значення струму статора. Форма ВЧХ у цьому випадку залежить від параметрів двигуна (вигляд її подібний до лінії 7 на рис. 5.33). Для навантажень, менших номінального, оптимальний рівень напруги звичайно також менший від номінальної. Це забезпечує зниження втрат у сталі та обмотці статора двигуна.

Деякі ПЧ мають можливість задавати довільну форму ВЧХ шляхом настроювання координат кількох точок в діапазоні частот $0 \dots f_n$ або обирати ВЧХ різної форми з запропонованого переліку.

Для механізмів з підвищеними вимогами необхідно застосування векторних законів керування. Найбільш простим варіантом є т.зв. бездатчиковий (безсенсорний) закон керування. Замість безпосереднього вимірювання швидкості він передбачає її непряму оцінку за допомогою математичної моделі двигуна та вимірювань напруги та струму статора (датчики струму і напруги входять до складу кожного ПЧ). У результаті механічні характеристики електропривода стають більш жорсткими, швидкість менше залежить від навантаження, а стале обертання можливе за менших вихідних частотах та більших навантажень, ніж за використання скалярних законів.

Найбільш досконалим є векторне керування зі стабілізацією потоку, для реалізації якого потрібен датчик швидкості (положення). Він забезпечує найбільш швидкодію, точність підтримання швидкості, стійкість регулювання в широкому діапазоні зміни швидкості (до 1:1000 от номінальної). Інтерфейс, що забезпечує можливість роботи з датчиком положення, звичайно або знаходиться на борту ПЧ, або є на опціональній платі, що вмонтовується у ПЧ.

Відомо, що синхронні двигуни з постійними магнітами мають набагато кращі масогабаритні показники і менший момент інерції порівняно з асинхронними. Тому найбільшого розповсюдження такі двигуни набули в сервоприводах. Останніми роками все більша кількість виробників пропонує можливість живлення навіть від загальнопромислових ПЧ не тільки асинхронних, а й синхронних двигунів. Для них можливе використання як скалярних, так і векторних законів керування (у т.ч. забезпечення режиму вентильного двигуна).

Г) Системи автоматичного регулювання

Окрім системи керування власне перетворювачем, мікропроцесорний контролер, що є у складі ПЧ, забезпечує і регулювання координат електропривода (моменту, частоти обертання, положення). Переваги цифрового керування тут проявляються у можливості зміни не тільки налаштувань, а й структури системи регулювання лише шляхом перепрограмування.

У випадку використання скалярних законів система регулювання швидкості звичайно розімкнена. Забезпечується обмеження навантажень, темпів розгону та гальмування.

Усі векторні закони передбачають пряме (з застосуванням датчика) або опосередковане (за допомогою спостерігача) вимірювання швидкості. Стало вже стандартом застосування в ПЧ з векторним керуванням автоматичного налаштування регуляторів. Перед активізацією цієї функції необхідно ввести до ПЧ паспортні дані двигуна (звичайно для цього достатньо параметрів, наведених на його таблиці). У процесі автонастроювання перетворювач, подаючи на двигун тестові сигнали, визначає параметри його схеми заміщення, момент інерції електропривода (у деяких випадках також механічні втрати і втрати у сталі двигуна, криву його намагнічування), і використовує їх для налаштування регуляторів. Під час автонастроювання привода с вентильним двигуном визначається також фазовий кут датчика положення (взаємне фазування роторів датчика і двигуна). У ряді випадків отримані налаштування можна відкоригувати вручну. Можливі варіанти активізації автонастроювання: вручну, автоматично після кожного вмикання ПЧ і безперервно у процесі експлуатації електропривода (в останньому випадку реалізується можливість адаптивного керування, наприклад, з урахуванням зміни температури обмоток двигуна).

Регулятор швидкості (РШ) завжди пропорційно-інтегральний (ПІ). Для підвищення стійкості і точності регулювання іноді застосовують додаткові засоби: гнучкий зворотний зв'язок за швидкістю, адаптація РШ до зміни параметрів двигуна (наприклад, ступені насичення його магнітопроводу), фільтри у прямому каналі регулювання, до попереджують резонансні явища в механічній частині електропривода (у сервоприводах вони застосовуються практично завжди), керування за збуренням (включення до складу завдання на момент не тільки вихідного сигналу РШ, а й похідної завдання на швидкість), компенсація ковзання (другий варіант керування за збуренням, який здійснює з метою стабілізації швидкості збільшення вихідної частоти ПЧ при зростанні моменту на валі двигуна).

В просунутих ПЧ нерідко (в сервоприводах – як правило) є функція стабілізації моменту. У цьому режимі контур швидкості відсутній, а зовнішнім контуром регулювання контур моменту (струму). Це забезпечує підтримання моменту на заданому рівні незалежно від швидкості обертання. Застосовується такий спосіб регулювання переважно в перемотувальних механізмах.

Регулювання положення також належить до стандартних функцій сервоперетворювачів, у загальнопромислових же використовується рідко. Звичайним є лише позиціонування за кінцевими вимикачами (одному або двом). Тим не менш, деякі загальнопромислові ПЧ мають вмонтовані сервофункції, зокрема, позиціонування з датчиком положення. Регулятор положення у цьому випадку звичайно пропорційний, широко використовується керування за збуренням (т.зв. «пряме» керування). Завдання на переміщення може надходити ззовні як послідовність імпульсів або збережено в ПЧ у вигляді тахограми руху.

Окремо слід відзначити ПЧ, що мають можливість побудови систем регулювання самим користувачем. Для цього в них передбачено низку реалізованих програмно блоків, що мають входи й виходи та здійснюють певну математичну або логічну функцію над вхідними сигналами. Ці функціональні блоки можуть з'єднуватися між собою, керуючими входами і виходами ПЧ, входами системи керування перетворювачем. Дискретні блоки (І, НІ, АБО, тригери, лічильники, ключі тощо) обробляють логічні сигнали, що надійшли з дискретних входів ПЧ, а також події у самому перетворювачі. Інша категорія блоків (фільтри, арифметичні пристрої, підсилювачі, регулятори, нелінійні елементи, інтегратори, задавачі інтенсивності, компаратори) слугує для обробки безперервних сигналів, поданих ззовні на аналогові входи, а також внутрішніх змінних електропривода (струмів, напруг, моменту, швидкості, магнітного потоку, положення валу, керуючих сигналів). Подібна функція у різних виробників має різні назви: адаптивне програмування (ABB), функціональні блоки (Lenze), вільно програмовані блоки (Siemens) тощо.

Д) Прикладні функції

Прикладні функції призначені для вирішення конкретних технологічних задач, що стоять перед електроприводом. Перелічимо лише найбільш розповсюджені з них:

- вибір темпів розгону та гальмування після отримання команди на рух;
- перемикання темпів у функції досягнутої швидкості або по отриманні зовнішньої логічної команди;
- формування тахограм із обмеженням ривка;
- вибір способу зупинки привода:
 - у рекуперативному режимі з заданим темпом (за наявності гальмівного резистора або активного випрямляча),
 - у режимі динамічного гальмування (найчастіше для аварійної зупинки),
 - т.зв. «гальмування потоком», яке здійснюється шляхом навмисного збільшення магнітного потоку АД понад номінальний для збільшення втрат у ньому в процесі гальмування і попередження таким

чином перенапруг у ланці постійного струму за відсутності там гальмівного резистора (на відміну від динамічного гальмування можливий контроль темпу гальмування);

- на вибігу.
- фіксація валу двигуна шляхом подачі в обмотку статора постійного струму;
- намагнічування асинхронного двигуна перед пуском (подача постійного струму в обмотку статора запобігає коливання моменту під час розгону ті підвищує швидкодію);
- пропуск частот (запобігання роботи на частотах, які викликають механічний резонанс);
- позиціонування за кінцевими вимикачами;
- наперед установлені швидкості (вибір заданих швидкостей із заздалегідь збереженого переліку за допомогою зовнішніх логічних команд);
- керування електромагнітним гальмом, яке встановлене на валі двигуна;
- сон/прокидання (при керуванні насосами та компресорами с різко змінними витратами дозволяє тимчасово зупиняти привод за малих витрат з метою енергозбереження);
- підхват на ходу (плавний перезапуск двигуна, що обертається за інерцією після короткочасної перерви у живленні);
- перемикання комплектів параметрів (здійснює автоматичну зміну настроювань ПЧ після зміни умов його роботи, у том числі після підключення іншого двигуна);
- керування мережним і вихідним контакторами;
- кроковий режим (можливість давати команду на рух у ручному режимі під час налагодження технологічної установки);
- ведений/повідний (забезпечує рівномірний розподіл навантажень між двома двигунами з жорстко з'єднаними валами або синхронне обертання кількох приводів).

Е) Захисти

Перетворювач частоти забезпечує захист від аварійних режимів не тільки самого себе, а й інших елементів силового кола. У більшості ПЧ передбачено наступні види захистів:

- від перегріву інвертора, двигуна, гальмівного резистора і гальмівного ключа (за допомогою датчиків температури або непряма часо-струмова);
- від перевантаження за струмом;
- від КЗ транзисторів і міжфазного КЗ на виході ПЧ;
- від замикання на землю;
- від надмірного підвищення та зниження напруги в ланці постійного струму;
- від виходу внутрішніх змінних (швидкості, струму, моменту, потужності) за встановлені межі;
- від зтяжного перезапуску;

- від недовантаження двигуна (наприклад, після обриву ремінної передачі);
- від блокування валу двигуна;
- від обриву аналогового завдання;
- від відмови лінії зв'язку;
- відключення ПЧ після отримання сигналу зовнішнього переривання тощо.

При спрацюванні захисту здійснюється індикація коду несправності, що полегшує її усунення. Можливе збереження переліку останніх несправностей, а також «аварійного сліду» (значень основних змінних ПЧ на момент виникнення аварії).

Крім того, передбачено заходи, що нерідко попереджають виникнення аварій. Так, по наближенні контрольованої змінної до аварійного порогу виводиться на індикацію попереджувальне повідомлення. Такого ж роду повідомлення виводиться перед вичерпання терміну служби охолоджувального вентилятора і силового конденсатора ланки постійного струму. Низка функцій (функції безпеки) навіть втручаються у процес функціонування ПЧ, щоб не допустити його відключення в результаті спрацювання захисту:

- струмообмеження (автоматичне зниження вихідної частоти ПЧ або темпу розгону при наближенні струму до уставки максимально-струмового захисту);
- підтримування напруги в ланці постійного струму після короткочасного зникнення або надмірного зниження напруги мережі (тимчасове переведення двигуна до режиму рекуперації у багатьох випадках дає можливість якщо не попередити відключення, то хоча б благополучно завершити технологічну операцію);
- стабілізація вихідної напруги за номінальної напруги в мережі (сприяє стабілізації моменту двигуна і підвищує стійкість роботи електропривода);
- адаптація темпу гальмування (за відсутності гальмівного резистора знижується заданий користувачем темп до такого, за якого не виникає перенапруга в ланці постійного струму);
- автоматичне зниження частоти модуляції при збільшенні струму навантаження або температури інвертора;
- обмеження моменту (через аналоговий або логічний вхід).

Є) ПЧ як засіб автоматизації

Для вирішення задач автоматизації в сучасних ПЧ передбачено достатню кількість засобів. Навіть найпростіші перетворювачі мають керуючі входи та виходи, через які вони обмінюються інформацією з зовнішніми засобами автоматизації (логічними контролерами, проміжними реле, контакторами, датчиками, іншими ПЧ). Існує три види входів/виходів: аналогові, дискретні (цифрові) та імпульсні.

До аналогового входу звичайно надходить завдання на частоту (момент). Деякі ПЧ мають можливість здійснювати з сигналами, що надійшли до кількох аналогових входів, різноманітні математичні операції (складання, віднімання,

множення, ділення). Аналогові входи звичайно можна пристосувати до характеру джерела сигналу: задати тип сигналу (струмів або сигнал напруги, одно- або двополярний), змінити коефіцієнт передачі входу, настроїти параметри фільтра на вході. До аналогових виходів виводяться сигнали, пропорційні поточним значенням внутрішніх змінних привода (струм, напруга, частота, швидкість тощо) з метою їхньої індикації або передачі іншим пристроям. Кількість аналогових входів і виходів може сягати 3...4.

Дискретні входи бувають двох видів: логічні та імпульсні. Логічні входи у більшості випадків – конфігуровані. Конфігурування входу (вибір функції входу) реалізує певну домовленість про те, як буде сприйматися перетворювачем команда, яка надійшла до цього входу (наприклад, логічна одиниця на будь-якому вході залежно від цієї домовленості може бути зрозумілою як команда реверса, швидкої зупинки, скидання похибки або активізація обмеження моменту). Кількість логічних входів у ПЧ різних типів коливається від 3 до 12, кількість функцій таких входів – від десятка до півтори сотні. Окрім функції, для входу можна задати тип логіки (позитивна або негативна), величину часової затримки виконання команди. У деяких ПЧ логічні входи допускають переконфігурування в аналогові входи або логічні виходи. Імпульсні входи використовують як входи завдання положення або сигналів зворотного зв'язку від імпульсних датчиків.

Дискретні виходи слугують для індикації настання певної події (досягнення заданої швидкості, температури, струму, поточні стани перетворювача та його окремих складових частин, несправності тощо). Найчастіше дискретні виходи використовують для сигналізації стану ПЧ і керування зовнішніми пристроями (електромагнітне гальмо, мережний та вихідний контактори). Вихідним каскадом дискретного виходу може бути транзистор (логічний вихід) або електромеханічне реле (релейний вихід). Звичайно дискретні виходи мають можливість перепризначуватися на різноманітні функції (от кількох до кількох сотень).

Імпульсні входи використовують, наприклад, для введення до ПЧ сигналів від інкрементальних датчиків положення або імпульсних сигналів завдання на положення (швидкість). Через імпульсні виходи можуть бути виведені сигнали т.зв. «емуляції енкодера», що містить інформацію про положення валу двигуна в том самому форматі, що й вихідні сигнали інкрементального датчика (використовуються для синхронізації руху кількох приводів).

У переважній більшості ПЧ (окрім найпростіших) є вмонтований регулятор технологічного параметра (звичайно пропорційно-інтегро-диференціальний ПД). Регулятор може бути використаний для регулювання тиску в насосній магістралі, рівня води в резервуарі, температури охолоджуваного об'єкту, натягу перемотуваного матеріалу, вмісту вологи або газоподібних домішок у системі вентиляції тощо. Завдання і сигнал зворотного зв'язку для регулятора надходять через входи ПЧ, а вихідний сигнал регулятора є завданням на вихідну частоту перетворювача.

Деякі ПЧ мають вмонтовані логічні контролери різного ступеня складності для здійснення функцій релейної автоматики. Найпростіші призначені для обробки логічних сигналів зі входів ПЧ або подій усередині його для видачі на дискретні виходи. Більш складні здатні реалізувати програмну послідовність

дій (наприклад, розганяння, рух, уповільнення, реверс) з можливістю отримання зовнішніх команд для переходу до чергового стану, програмування тривалості окремих станів, завдання кількості повторювань.

Для реалізації більш складних алгоритмів призначені опціональні плати (модулі) логічних контролерів зі своїми входами і виходами, ПД-регулятором, пам'яттю, мовами високого рівня (стандарт МЕК) і середовищем програмування. Звичайно передбачені вмонтовані комунікаційні протоколи. Подібні контролери мають доступ до всіх входів/виходів ПЧ і додаткових плат, внутрішніх змінних ПЧ. Програмуються вони або з пульта ПЧ, або за допомогою персонального комп'ютера.

На базі таких контролерів реалізуються також плати для конкретних прикладних задач, у яких перепрограмування контролера неможливе, а є лише доступ до зміни певних параметрів. Прикладами таких прикладних задач можуть служити:

- перемикання кількох насосів, що працюють на спільну магістраль (стабілізація тиску, почергове плавне розганяння та зупинка за необхідності, забезпечення рівного доробку);
- координація приводів горизонтального переміщення крана з метою усунення розгойдування вантажу за змінної висоти підвісу;
- позиціонування;
- керування ліфтом, перемотувальними механізмами, летючою пилою тощо.

У ПЧ з достатньо великими обчислювальними можливостями деякі з таких функцій можуть бути реалізовані без додаткових апаратних засобів із використанням лише програмних опцій.

У сучасних системах автоматизації широко використовуються комунікаційні мережі. Їхнє застосування забезпечує швидкий обмін інформацією між контролерами, виконавчими пристроями, датчиками. До однієї мережі може бути одночасно підключено сотні пристроїв. У різних галузях промисловості прийняті різні протоколи обміну інформацією. Більшість ПЧ має від одного до чотирьох вмонтованих протоколів і спеціальні порти для підключення до комунікаційної мережі. Є також опціональні мережні плати, призначені для роботи з іншими протоколами. Через мережу ПЧ може отримати від логічного контролера верхнього рівня сигнали завдання та команди керування, значення налагоджуваних параметрів, а у зворотному напрямку передати інформацію про свій поточний стан.

Ж) Діалогові засоби та настроювання

Програмування перетворювача частоти (тобто пристосування його до конкретної прикладної задачі) здійснюють шляхом зміни його налагоджуваних параметрів (таких, наприклад, як частота комутації, тривалість пуску, номінальна частота живлення двигуна, закон керування двигуном, призначення логічного входу тощо). Кожний з таких параметрів має ім'я, код та низку припустимих значень, у тому числі значення за умовчанням (заводське настроювання). Надання параметру потрібного значення і є вмістом програмування. Параметри для зручності доступу упорядковані в тематичні меню та підменю (вкладені меню). Настроювання може

відбуватися як шляхом послідовної зміни значень параметрів, так и шляхом завантаження до пам'яті ПЧ заздалегідь заготовленого комплекту налаштувань (конфігурації). Кількість налагоджуваних параметрів лежить в межах от кількох десятків у найбільш простих ПЧ до багатьох сотень в ПЧ із високою функціональністю. Деякі ПЧ мають спеціальну програму (майстер запуску), яка пропонує користувачу підказки у процесі початкових налаштувань.

Для полегшення процесу налаштування призначені т.зв. макроконфігурації, які містять налаштування, типові для конкретних технологічних задач (наприклад, для керування насосами і вентиляторами, вантажопідйомними механізмами, застосування ПД-регулятора). Макроконфігурації відрізняються одна від одної різними значеннями за умовчанням найбільш важливих параметрів, призначенням керуючих входів/виходів. Суттєво прискорює процес налагодження и автоналаштування, згадане раніше. Якщо ПЧ поставляється разом із двигуном того ж виробника (це характерно для сервоприводів и деяких загальнопромислових перетворювачів), передбачена така зручність, як «електронна заводська табличка». Після першого вмикання ПЧ двигун або розпізнається автоматично, або його тип обирається вручну з відповідного меню. Після цього до пам'яті ПЧ автоматично завантажуються параметри двигуна, які використовуються для автоматичного розрахунку налаштувань регуляторів.

Звичайно передбачено розмежування рівня доступу до параметрів. Це необхідно для запобігання некваліфікованого або зловмисного втручання в налаштування (для цього вводяться паролі), а також для зручності користувача (полегшується доступ до часто використовуваних параметрів і меню).

Діалог користувача з ПЧ забезпечується вмонтованим або знімним (виносним) пультом керування з клавіатурою та дисплеєм (семисегментним або графічним), а також персональним (або кишеньковим) комп'ютером із відповідним програмним забезпеченням і кабелем зв'язку з ПЧ. Діалог з новітніми зразками ПЧ можливий також за допомогою мобільного телефону. Ці засоби дозволяють:

- відобразити у режимі реального часу поточні змінні привода та його несправності, стани ПЧ;
- здійснити налаштування ПЧ;
- подати команди пуску, зупинки, реверса, скидання похибки.

Знімний пульт сучасних ПЧ має звичайно графічний дисплей, власну пам'ять, яка дозволяє зберегти кілька комплектів налаштувань, можливість вибору мови спілкування (деякі пульти русифіковані), вмонтований help. З одного пульта можна звантажити налаштування на кілька ПЧ (або підключаючи пульт до різних ПЧ по черзі, або за допомогою комунікаційної мережі).

Програмне забезпечення, призначене для налаштування ПЧ за допомогою персонального комп'ютера, звичайно дозволяє працювати з ПЧ усіх серій (нерідко не тільки ПЧ, а й іншими пристроями) даного виробника. Перевага даного способу налаштування є можливість створення будь-якої кількості файлів конфігурації в офісі без підключення до ПЧ, отримання осцилограм внутрішніх змінних ПЧ у режимі реального часу, роздруківка та експорт переліку налаштувань до інших програм. Окрім ПО для налаштування, пропонуються також про-

грами для вибору ПЧ і розрахунку економічної ефективності їхнього застосування, оцінки гармонічного вмісту струмів, споживаних ПЧ з мережі.

Багато хто з виробників для швидкого копіювання настроювань до ПЧ пропонують спеціальні малогабаритні карти пам'яті (завантажувачі). Деякі з них завдяки наявності вмонтованого джерела живлення здатні це робити без підключення ПЧ до мережі.

3) Електромагнітна сумісність

Оскільки ПЧ побудований на ключових напівпровідникових елементах, його властивості як споживача і як джерела електричної енергії, звичайно, не є ідеальними. Хоча $\cos\phi$ ПЧ з діодним вхідним випрямлячем близький до одиниці, форма споживаного ним струму далека від синусоїдальної. Частково цю проблему можна вирішити, застосувавши індуктивні елементи в колі живлення ПЧ та в його ланці постійного струму. За більших потужностей економічно доцільними можуть виявитися багатопульсні схеми випрямлення та активні випрямлячі. У деяких ПЧ для поліпшення форми мережного струму знижено ємність фільтру в ланці постійного струму. Однак рекомендувати такий захід можна лише для приводів, що працюють в умовах стабільної напруги живлення та малих перевантажень.

Вихідний струм ПЧ з ШІМ має форму, близьку до синусоїдальної і тим ближче до неї, чим більша частота модуляції. Проте застосування в АІН швидкодіючих *IGBT*-транзисторів призводить до іншої проблеми. Якщо кабель, що з'єднує ПЧ та двигун, достатньо довгий, у ньому за високих частот модуляції можуть виникнути хвильові процеси, збуджувані крутими фронтами вихідної напруги ПЧ. Це призводить до появи на обмотці статора перенапруг, які у 1,7...2 рази перевищують напругу на виході ПЧ, підвищення електромагнітного шуму двигуна, зниження рушійного моменту, підвищення електромагнітного випромінювання кабелю, зростання ємнісних струмів спливу в кабелі, а також струмів, що проходять підшипниками двигуна (за потужностей, більших за 75 кВт, можуть привести до приварювання підшипників). Для придушення хвильових процесів слугують спеціальні фільтри, що вмикаються між ПЧ і кабелем або паралельно двигуну. У деяких ПЧ передбачено модифікацію закону керування ключами, що пом'якшує цю проблему. Зі зростанням потужності ПЧ допустима довжина кабелю збільшується і з урахуванням усіх можливих заходів може сягати 150 м для екранованого кабелю та 1000 м для неекранованого.

Захист ПЧ від наведених електромагнітних завад здійснюється низкою конструктивних заходів (заземлення, екранування, роздільне прокладення силових і контрольних кабелів). Ті ж заходи, а також використання фільтрів радіозавад на вході і виході ПЧ дозволяють придушити випромінювання, генеровані самим ПЧ.

1) Конструкція, апаратні опції та вартість

Охолодження ПЧ потужністю до 1,1...2,2 кВт звичайно природне з радіатором, більш потужні мають повітряне примусове охолодження (деякі серії мають тільки такий спосіб охолодження). Є також конструктивні модифікації,

призначені для монтажу до герметизованої шафи на спільний охолоджувач. Є приклади конструкцій, які дозволяють виносити силову частину ПЧ за межі шафи для поліпшення умов тепловіддачі. Примусове рідинне охолодження низьковольтних ПЧ застосовується доволі рідко.

ПЧ малої і середньої потужності звичайно виготовляються у вигляді моноблока, призначеного для монтажу на стіну або до шафи, більш потужні мають шафову конструкцію для встановлення на підлогу. Більшість ПЧ допускає монтаж впритул один до одного. Можуть поставлятися комплектні ПЧ у шафі з пускачем, запобіжниками та автоматичним вимикачем. Іноді вхідний випрямляч та інвертор виконуються у вигляді окремих конструктивних модулів. За потужності до кількох кВт можливе виготовлення ПЧ, вмонтованого у двигун. Це максимально спрощує монтаж, знімає проблему хвильових процесів у довгому кабелі.

Додаткові елементи, які розширюють функціональні можливості, можуть вмонтовуватися в ПЧ або монтуватися окремо. До пристроїв, що вмонтовуються в ПЧ, належать:

- плати розширення входів/виходів з логічними, аналоговими та імпульсними входами і аналоговими, логічними та релейними виходами;
- плати програмованого логічного контролера;
- плати прикладних задач;
- інтерфейсні плати для підключення різного роду датчиків положення;
- мережні плати для опціональних протоколів.

Апаратні опції, вмонтовані окремо:

- гальмівні резистори і гальмівні ключі (окрім ПЧ потужністю до кількох десятків кВт, де вони звичайно є вмонтованими);
- реактори змінного струму та дроселі постійного струму;
- вхідні та вихідні фільтри для забезпечення електромагнітної сумісності ПЧ з мережею та двигуном;
- фільтри для придушення генерованих ПЧ радіоперешкод;
- активні випрямлячі (рекуператори).

Вартість ПЧ зі зростанням потужності закономірно зростає, однак вартість 1 кВт потужності знижується (рис. 5.34). Розміщення ПЧ в оболонці IP54 збільшує вартість на 35...42%, використання реакторів змінного струму – на 13...50%, дроселя на виході ПЧ – на 10...50% (менші значення відповідають більшій потужності).

К) Висновки

Наявність на ринку великої кількості виробників ПЧ та їхня конкуренція призводить до швидкого оновлення серій ПЧ, поліпшення їхніх якісних показників (масогабаритних, регульовальних, енергетичних), запозичення нових функцій і розширення функціональних можливостей, підвищення зручності налагодження та експлуатації. Про ступінь поліпшення якісних показників ПЧ можна судити на прикладі 4 поколінь перетворювачів з ШІМ потужністю до 15 кВт компанії Schneider Electric, які послідовно заступали один одного (рис. 5.35). Масогабаритні показники покращилися практично вдвічі, кількість налагоджу-

ваних параметрів – майже вп'ятеро, зростає кількість керуючих входів/виходів, помітно розширився діапазон вихідної частоти і частоти модуляції.

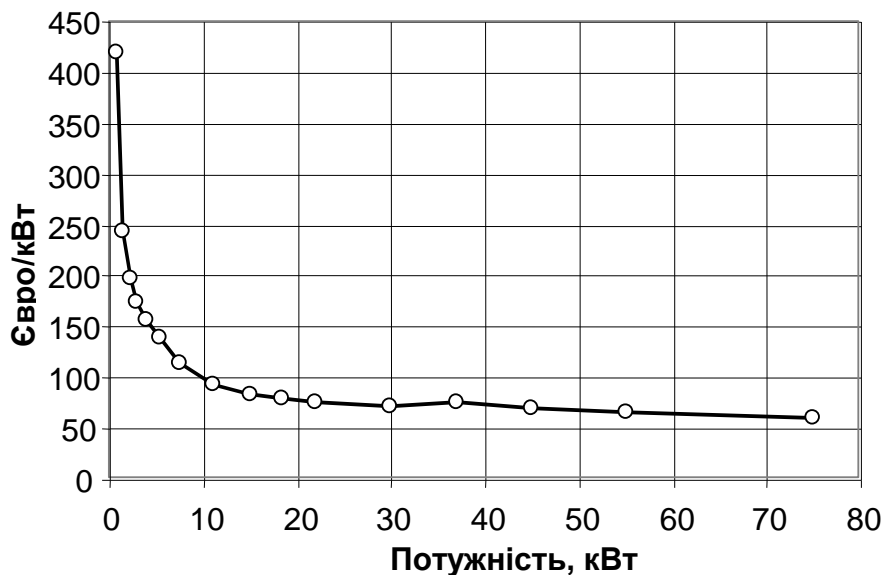


Рис. 5.34 Питома вартість (євро/кВт) ПЧ для механізмів зі «змінним» моментом (3×380 В, IP20) одного з західноєвропейських виробників

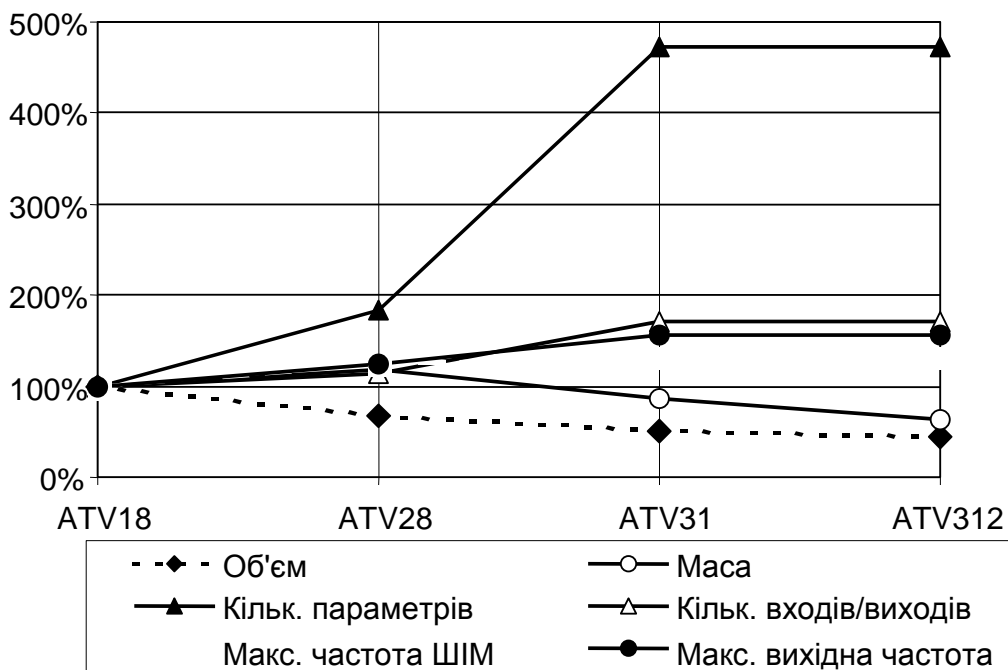


Рис. 5.35 Прогрес ПЧ із ШІМ компанії Schneider Electric (показники ATV18 прийняті за 100%)

Різно змінився характер праці налащувача (від паяльника, викрутки та осцилографа до ноутбуку і меню параметрів, від індивідуального настроювання кожного перетворювача до копіювання настроювань). Основними тенденціями розвитку сучасних ПЧ є:

- тенденція універсалізації (розширення переліку параметрів і прикладних функцій, опціональних апаратних вузлів і програмних опцій, діапазону вихідних частот, збільшення кількості керуючих входів/виходів, застосування для керування не тільки асинхронними, а й синхронними машинами);

- тенденція спеціалізації (за характером технологічних задач, рівнем функціональності, умовам експлуатації);
- тенденція децентралізації та інтелектуалізації (зростання обчислювальних і комунікаційних можливостей ПЧ, надання йому засобів автоматизації технологічних процесів, вмонтовування ПЧ у двигун).

На сьогодні низьковольтні ПЧ є переважним різновидом перетворювачів енергії для електроприводів (від простих до високотехнологічних), основним знаряддям енергозбереження засобами електропривода.

Контрольні запитання

1. Перелічіть засоби, за допомогою яких забезпечується гальмівні режими в ПЧ із ШІМ.
2. Які параметри характеризують форму струму, споживаного ПЧ із мережі?
3. За якої вихідної частоти ПЧ з амплітудною модуляцією споживання ним реактивної енергії з мережі максимальне?
4. Чим обумовлене значення коефіцієнту потужності некерованого випрямляча, менше від одиниці?
5. Як змінюється цей коефіцієнт зі збільшенням навантаження випрямляча?
6. З якою метою на вході вхідного некерованого випрямляча вмикають реактори?
7. Що є причиною великого пускового струму під час вмикання ПЧ?
8. Яким чином коректор коефіцієнту потужності забезпечує поліпшення форми струму, споживаного випрямлячем?
9. Як вхідний струм активного випрямляча має бути сфазованим відносно ЕРС мережі, щоб остання не завантажувалася реактивними струмами?
10. Скільки ключів одночасно відкрито у двоступеневому ПЧ, побудованому на основі трифазних мостових випрямляча та АІС?
11. Що є причиною виникнення великих аварійних струмів після короткого замикання в АІН?
12. Чому в електроприводі поліпшення форми вихідного струму АІН з амплітудною модуляцією за допомогою вихідних (синусних) фільтрів неефективне?
13. Як змінюються середні струми тиристорів та діодів АІН зі збільшенням кута навантаження?
14. Запишіть рівняння балансу потужностей трифазного автономного інвертора.
15. Як потрібна ємність конденсатора в колі постійного струму АІН із ШІМ змінюється зі збільшенням частоти модуляції?
16. Яка найбільш поширена схема силового кола сучасних ПЧ?
17. Чим обумовлені коливання напруги на конденсаторі в схемі рис. 5.13?

Відповіді:

1: гальмівний резистор у колі постійного струму, ведений мережею інвертор на вході, активний вхідний випрямляч, АІН у режимі переривника постійного струму для динамічного гальмування; 2: коефіцієнти викривлень та гармонік струму; 3: за мінімальної; 4: наявністю в ланці постійного струму ємнісного фільтру та паузами випрямленого струму; 5: зростає; 6: для поліпшення форми вхідного струму, обмеження струмів КЗ та пускових струмів, захист випрямляча від перенапруг із боку мережі та перекосу фаз у ній; 7: наявність великої єм-

ності на виході випрямляча; 8: шляхом формування випрямленого струму тієї ж форми, що й випрямлена напруга; 9: у випрямному режимі синфазно, у режимі інвертора – у протифазі; 10: 4; 11: наявність великої ємності в ланці постійного струму; 12: оскільки частоти вищих гармонік пропорційні вихідній частоті, яка в електроприводі повинна змінюватися; 13: струм транзисторів зменшується, діодів – зростає; 14: рівняння (5.1); 15: зменшується; 16: некерований вхідний випрямляч та трифазний АІН із ШІМ; 17: пульсаціями його середнього струму.

Вправи

1. Розрахуйте мінімальну ємність фільтру, необхідну для обмеження коливань напруги ланки постійного струму дволанкового ПЧ із ШІМ на рівні $\Delta U_d = 5$ В, якщо максимальний вихідний струм АІН 143 А, $\cos \varphi_n = 0,75$, частота модуляції $f_m = 16$ кГц, максимальний коефіцієнт модуляції $\mu_m = 0,95$. (Відповідь: 20,6 мкФ).
2. ПЧ з амплітудною модуляцією ($\lambda = 180^\circ$) живиться від мережі змінного струму з лінійною напругою $U_n = 380$ В через трифазний мостовий випрямляч та вхідний реактор. Від АІН живиться асинхронний двигун із номінальною частотою 50 Гц. У режимі холостого ходу його струм $I_x = 20$ А, а $\cos \varphi_x = 0,1$. ПЧ здійснює регулювання вихідної частоти таким чином, що найвища вихідна напруга відповідає куту керування вхідного випрямляча $\alpha = 0$ і номінальній частоті АД, найнижча – куту $\alpha = 70^\circ$, а відношення $U/f = \text{const}$. Індуктивність фази реактора $L_p = 0,01$ Гн. Розрахувати індуктивність дроселя в колі постійного струму, яка забезпечує безперервний випрямлений струм у режимі холостого ходу АД на найнижчій швидкості, а також ємність конденсатора. (Відповідь: 0,0329 Гн та 7860 мкФ).

Висновки

У результаті опрацювання даного розділу студент повинен:

знати:

- принципи утилізації гальмівної енергії в електроприводах із ПЧ;
- особливості вхідного випрямляча як споживача електроенергії;
- способи підвищення енергетичних показників та поліпшення форми вихідних напруги та струму перетворювачів частоти;
- способи обмеження зарядного струму силового конденсаторного фільтра та придушення електромагнітних завад;
- схеми та принцип дії активних вхідних випрямлячів та коректорів коефіцієнту потужності;
- принципи вибору елементів силового кола ПЧ;
- засоби захисту ПЧ від аварійних режимів;
- структурні та експлуатаційні особливості сучасних ПЧ для електроприводів;

уміти:

- розрахувати параметри гальмівного резистора у колі постійного струму ПЧ;
- порівняти способи поліпшення енергетичних показників та форми його вихідних напруги та струму;
- вибирати елементи силового кола дволанкового ПЧ.

РОЗДІЛ 6. БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Навчальні цілі: вивчити схемотехніку силових кіл, характер електромагнітних процесів та принципи керування безпосередніми ПЧ

6.1. Загальні відомості

Безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), ПЧ із безпосереднім зв'язком або циклоконвертори – особливий клас ПЧ, які здійснюють перетворення частоти без операції випрямлення (на відміну від розглянутих раніш інверторних ПЧ). БПЧ живляться від мережі змінного струму і не мають ланки постійного струму. В основі силових схем БПЧ лежать схеми реверсивних випрямлячів. Фактично БПЧ – це особливим чином керований реверсивний випрямляч, який працює на навантаження змінного струму. Принцип дії БПЧ полягає в тому, що крива вихідної напруги потрібної форми складається з відрізків синусоїд вхідних напруг завдяки циклічному вмиканню навантаження протягом певних інтервалів часу до різних фаз живильної мережі. Різні БПЧ відрізняються саме способом цього складання. Принциповою відмінністю БПЧ від ПЧ з інверторами є одноразове перетворення енергії та відсутність у їх складі елементів, які накопичують енергію (фільтрів).

У класифікації БПЧ багато спільного з класифікацією керованих випрямлячів. Найчастіше їх класифікують за такими ознаками:

- кількість фаз на вході та на виході (однофазно-однофазні, однофазно-трифазні, трифазно-однофазні, трифазно-трифазні тощо);
- спосіб потенціального розділення в багатофазних БПЧ (з розділенням фаз навантаження, вторинних обмоток трансформатора або без потенціального розділення);
- кількість тактів або робочих півперіодів (однотактні, або нульові, та двотактні, або мостові);
- спосіб комутації силових ключів (природна комутація або примусова);
- спосіб керування комплектами БПЧ із природною комутацією (сумісне або роздільне);
- спосіб регулювання рівня вихідної напруги (фазова модуляція в БПЧ із природною комутацією та ШІМ у БПЧ із примусовою модуляцією);
- форма задавальної напруги (синусоїдальна, прямокутна, трапецієвидна, ступінчаста тощо);
- пульсність вихідної напруги (кількість пульсацій вихідної напруги за період живильної напруги).

Найбільш поширені БПЧ із природною комутацією, роздільним керуванням комплектами та трифазним виходом.

6.2. Силові схеми БПЧ

Розглянемо найбільш поширені схеми БПЧ.

На рис. 6.1 зображений мостовий однофазно-однофазний БПЧ. Він складається з двох комплектів ключів: комплект $VS1...VS4$ забезпечує позитивний напрямок струму в навантаженні, комплект $VS5...VS8$ – негативний. Якщо керування комплектами сумісне, між ними, як і в реверсивних випрямлячах, вмикають зрівняльні реактори. Тут і надалі зрівняльні реактори не по-

казуватимуться, оскільки більшість сучасних БПЧ із природною комутацією мають роздільне керування. У БПЧ із примусовою комутацією замість одноопераційних тиристорів використовуються цілком керовані ключі.

Нульовий трифазно-однофазний БПЧ показаний на рис. 6.2,а. У ньому тиристори $VS1 \dots VS3$ утворюють групу позитивного напрямку струму навантаження, а $VS4 \dots VS6$ – групу негативного напрямку.

Трифазно-однофазний мостовий БПЧ (рис. 6.2,б) складається з двох зустрічно-паралельних мостів ($VS1 \dots VS6$ та $VS7 \dots VS12$).

Більш складними є схеми БПЧ із трифазним виходом. Найпростіша з них – нульова (рис. 6.3). Кожна з фаз навантаження живиться від трифазно-однофазного БПЧ, ідентичного схемі рис. 6.2,а. Керування БПЧА, БПЧВ, БПЧС здійснюється таким чином, щоб їхні вихідні напруги були зсунуті в часі одна від одної на дві третини періоду їх зміни. Частіше використовується варіант цієї схеми без нульового проводу. Схему рис. 6.3 у разі застосування цілком керованих ключів іноді називають також матричним перетворювачем.

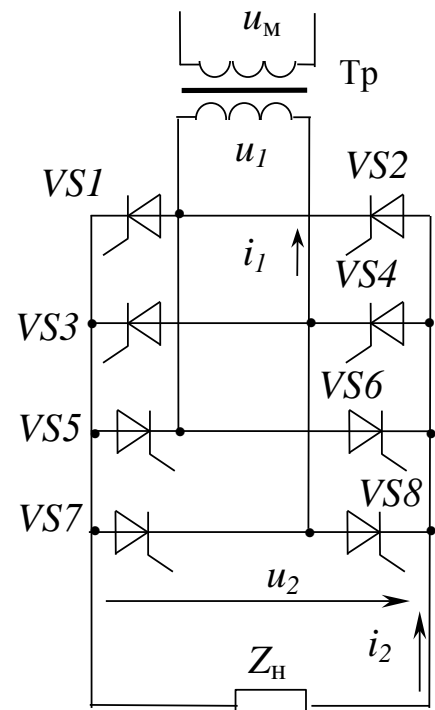


Рис. 6.1. Мостовий однофазно-однофазний БПЧ

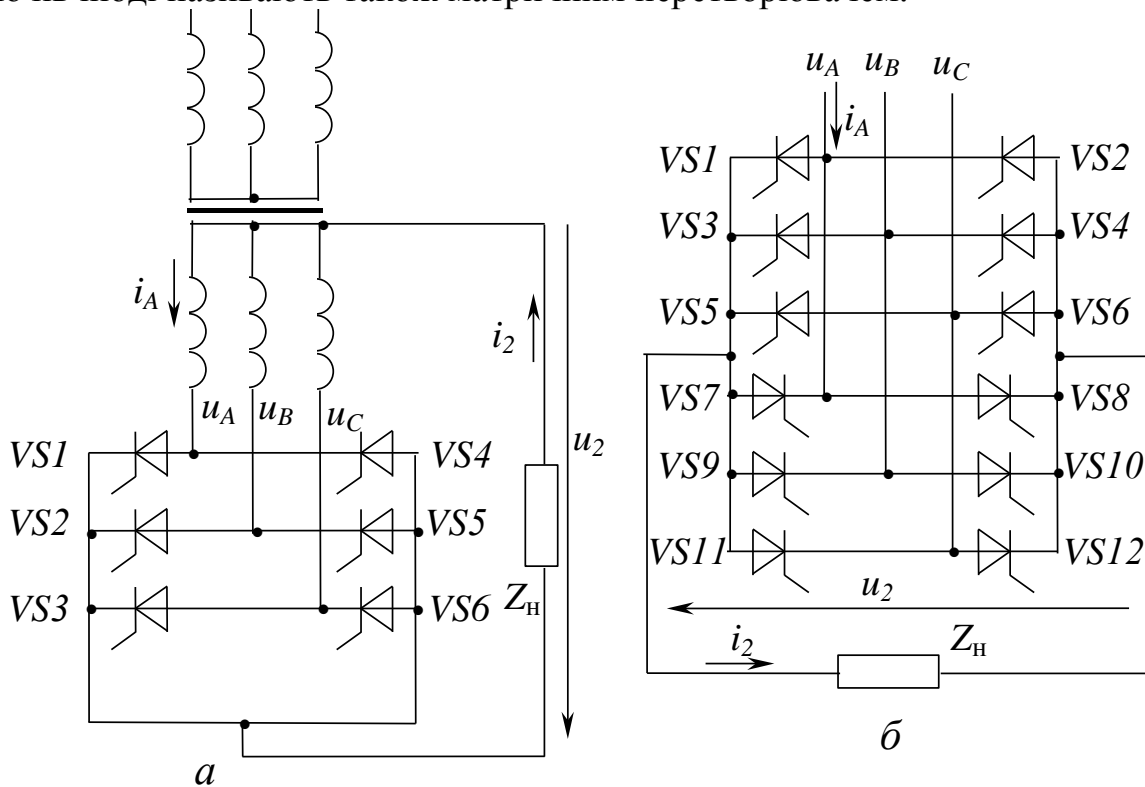


Рис. 6.2 Трифазно-однофазні БПЧ

Мостовий трифазно-трифазний БПЧ зі спільним живленням мостів та потенційно зв'язаними фазами навантаження зображений на рис. 6.4. Як і у

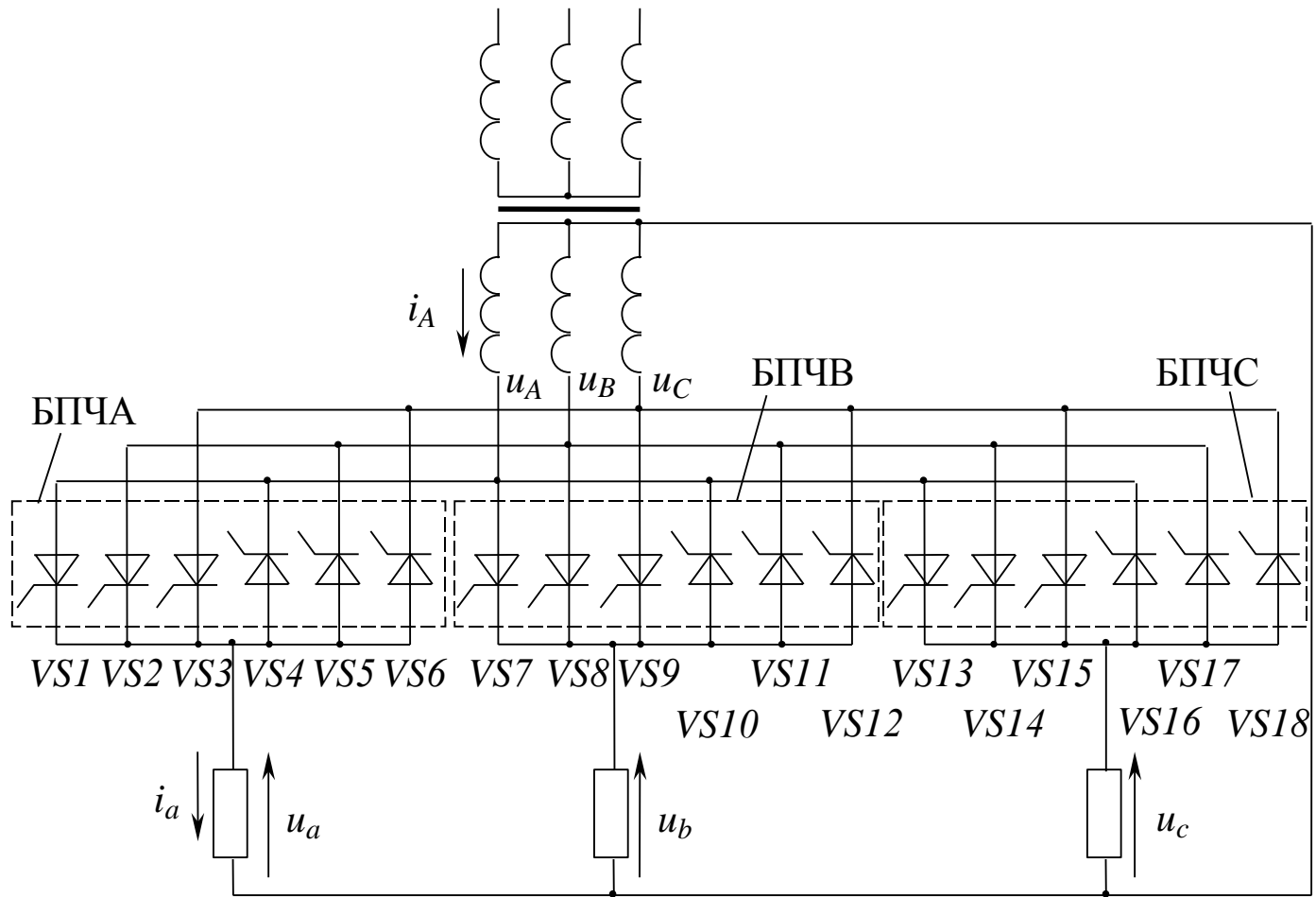


Рис. 6.3. Трифазно-трифазный нулевой БПЧ

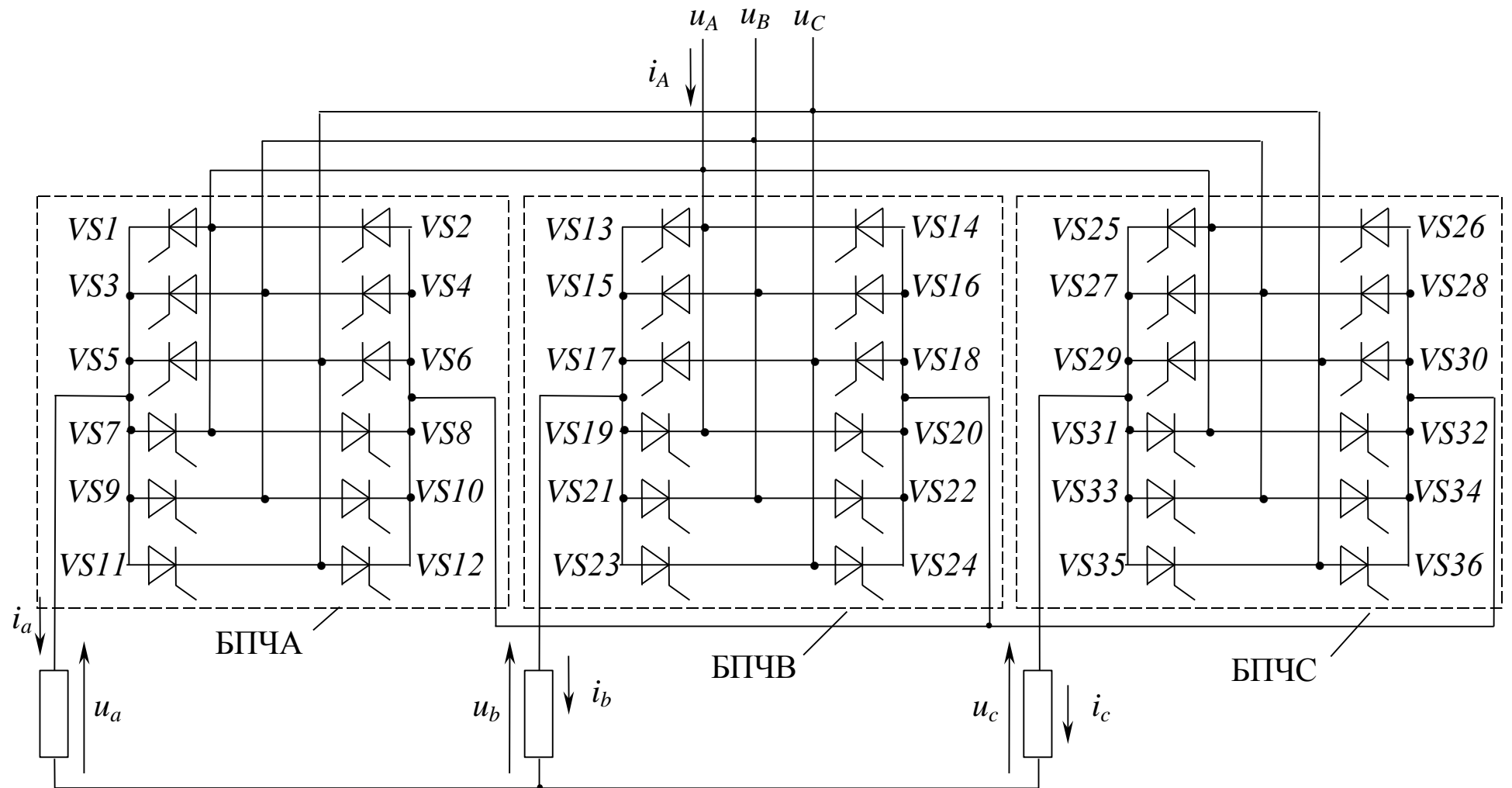


Рис. 6.4. Мостовой трифазно-трифазный БПЧ

всіх мостових схем, можливе безтрансформаторне живлення від мережі. Якщо окремі трифазно-однофазні БПЧ живляться від окремих трансформаторів або окремих вторинних обмоток, матимемо БПЧ із потенційно розділеними фазами трансформатора (використовується переважно за спільного керування для обмеження зрівняльних струмів та зменшення взаємного впливу БПЧ під час комутації).

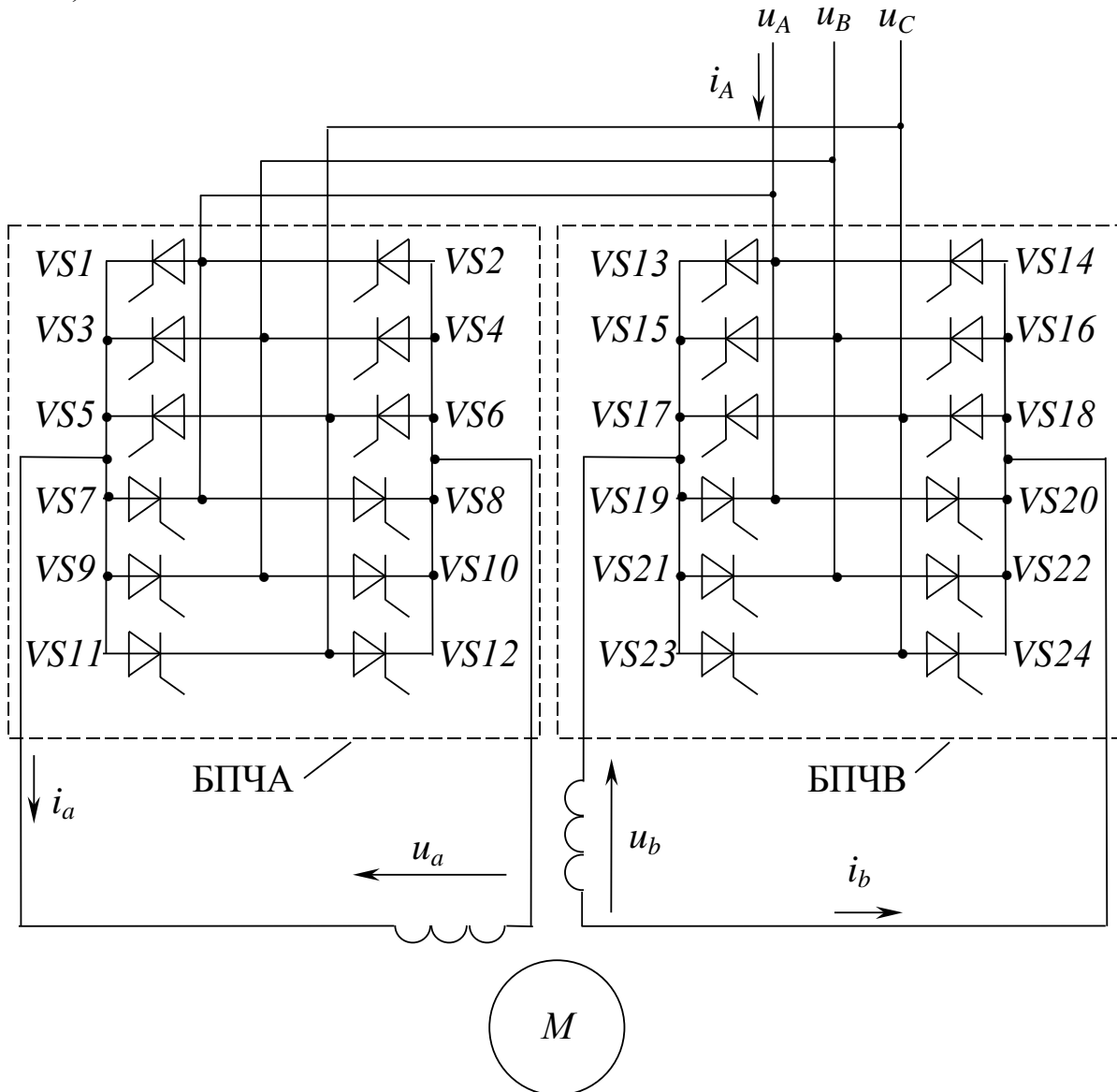


Рис. 6.5. Трифазно-двофазний мостовий БПЧ із потенційно відокремленими фазами навантаження

Іноді виникає необхідність у потенціальному розділенні фаз навантаження. На рис. 6.5 зображений трифазно-двофазний мостовий БПЧ, призначений для живлення двофазного асинхронного двигуна з потенційно відокремленими фазами статора. Використання двофазного двигуна дозволяє зменшити кількість силових ключів порівняно зі схемою рис. 6.4. Фактично це два окремих трифазно-однофазних БПЧ, які працюють незалежно один від одного і пов'язані лише через систему керування та спільну живильну мережу. Так само реалізуються і БПЧ із потенційно відокремленим трифазним виходом.

В електроприводах великої потужності з підвищеними вимогами до енергетичних показників доцільне використання багатопульсних та багатофазних БПЧ [13]. Збільшення пульсності забезпечується так само, як і в складених випрямлячах (попереднім або паралельним вмиканням мостів у кожній фазі навантаження). Подвоєння кількості фаз на виході БПЧ отримують шляхом використання двигунів із двома комплектами статорних обмоток, зсунутих у просторі на 30° .

Однофазно-трифазні БПЧ внаслідок великих пульсацій вихідних напруги та струму, а також низького коефіцієнту потужності іноді використовуються лише на електротранспорті в однофазних контактних мережах змінного струму.

З усіх розглянутих схем БПЧ видно, що кожна з фаз мережі з'єднується з кожною із фаз навантаження через пару тиристорів, увімкнених зустрічно-паралельно (наприклад, $VS1$ та $VS7$ на рис. 6.5). Тому іноді в разі використання тиристорів (одно- та двоопераційних), а також $IGBT$ -транзисторів силову схему БПЧ складають із двоключових модулів (рис. 6.6,а). Два зустрічно-паралельні одноопераційні тиристори (рис. 6.6,а) можуть бути замінені одним симістором. Біполярні транзистори, менш стійкі до зворотної напруги, вмикають за схемами рис. 6.6,в, г, у яких вони на інтервалі закритого стану шунтуються діодами.

6.3. Принцип дії БПЧ із природною комутацією ♦

Електромагнітні процеси в БПЧ із природною комутацією протікають подібно до процесів у керуванних випрямлячах. Специфічним є лише періодична зміна кута керування та обумовлений цим знакозмінний характер вихідної напруги. Найбільш простим з огляду на принцип дії є БПЧ із прямокутною формою задавальної напруги. Розглянемо принцип формування вихідної напруги на прикладі трифазно-однофазної нульової схеми (рис. 6.2,а).

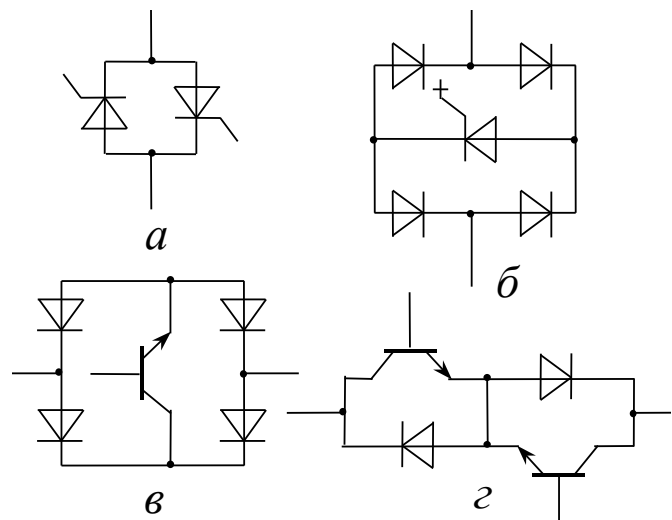


Рис. 6.6. Ключі з двобічною провідністю

На рис. 6.7 зображені часові діаграми для випадку, коли півхвиля вихідної напруги u_2 складається з двох півхвиль живильної. Катодна та анодна групи працюють по черзі. Позитивна півхвиля формується тиристорами $VS1 \dots VS3$, негативна – $VS4 \dots VS6$. Завдяки цьому вихідна напруга знакозмінна, а її період T_2 більший від періоду живильної напруги T_1 . Комутація тиристорів, як і у випрямлячі, здійснюється під впливом знакозмінної напруги живильної мережі.

За активно-індуктивного навантаження вихідний струм відстає від вихідної напруги. Тому в процесі зниження струму, коли його знак не збігається зі знаком миттєвої напруги, робоча група повинна переводитися до інверторного режиму (наприклад, катодна група на інтервалі часу $t_1 - t_2$). Залежно від параме-

трів навантаження процес зниження струму може тривати навіть кілька пульсів вхідної напруги. Для зміни знаку вихідного струму необхідно, щоб замість одного ключа (наприклад, VS5) відкрився паралельний йому (VS2, див. рис. 6.7).

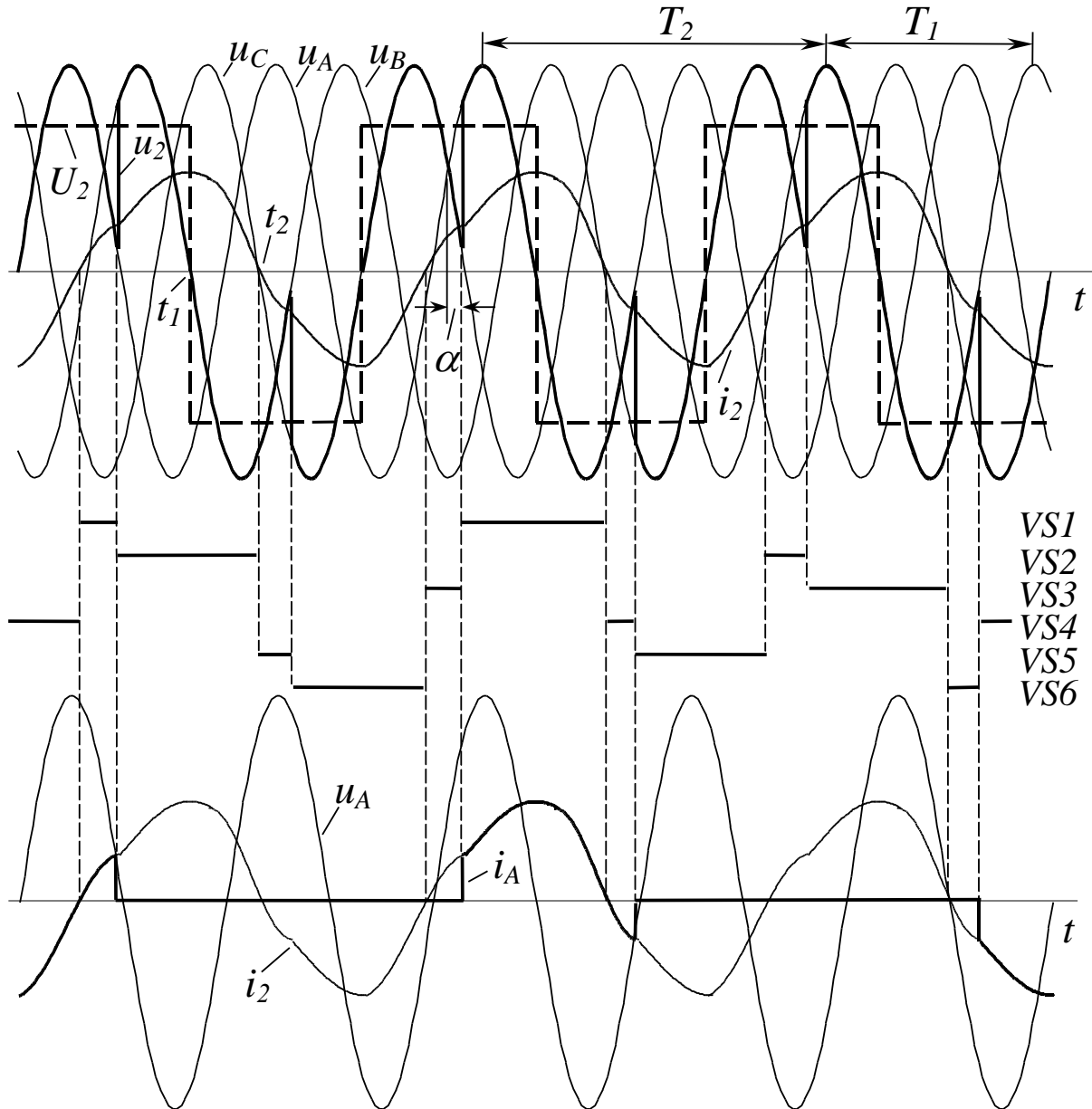


Рис. 6.7. Часові діаграми трифазно-однофазного нульового БПЧ із прямокутною модуляцією $\left(f_2 = \frac{3}{5}f_1\right)$

Щоб зменшити частоту вихідної напруги, її складають із більшої кількості півхвиль вхідної (рис. 6.8). У загальному випадку для будь-якої схеми БПЧ вихідна частота може отримувати дискретні значення

$$f_2 = \frac{f_1 p}{2(n-1) + p}, \quad (6.1)$$

де f_1 – частота живильної мережі; p – пульсність схеми (тобто кількість пульсацій вихідної напруги протягом періоду вхідної: для нульових схем $p=3$, для мостових $p=6$); n – кількість півхвиль живильної напруги в півхвилі вихідної.

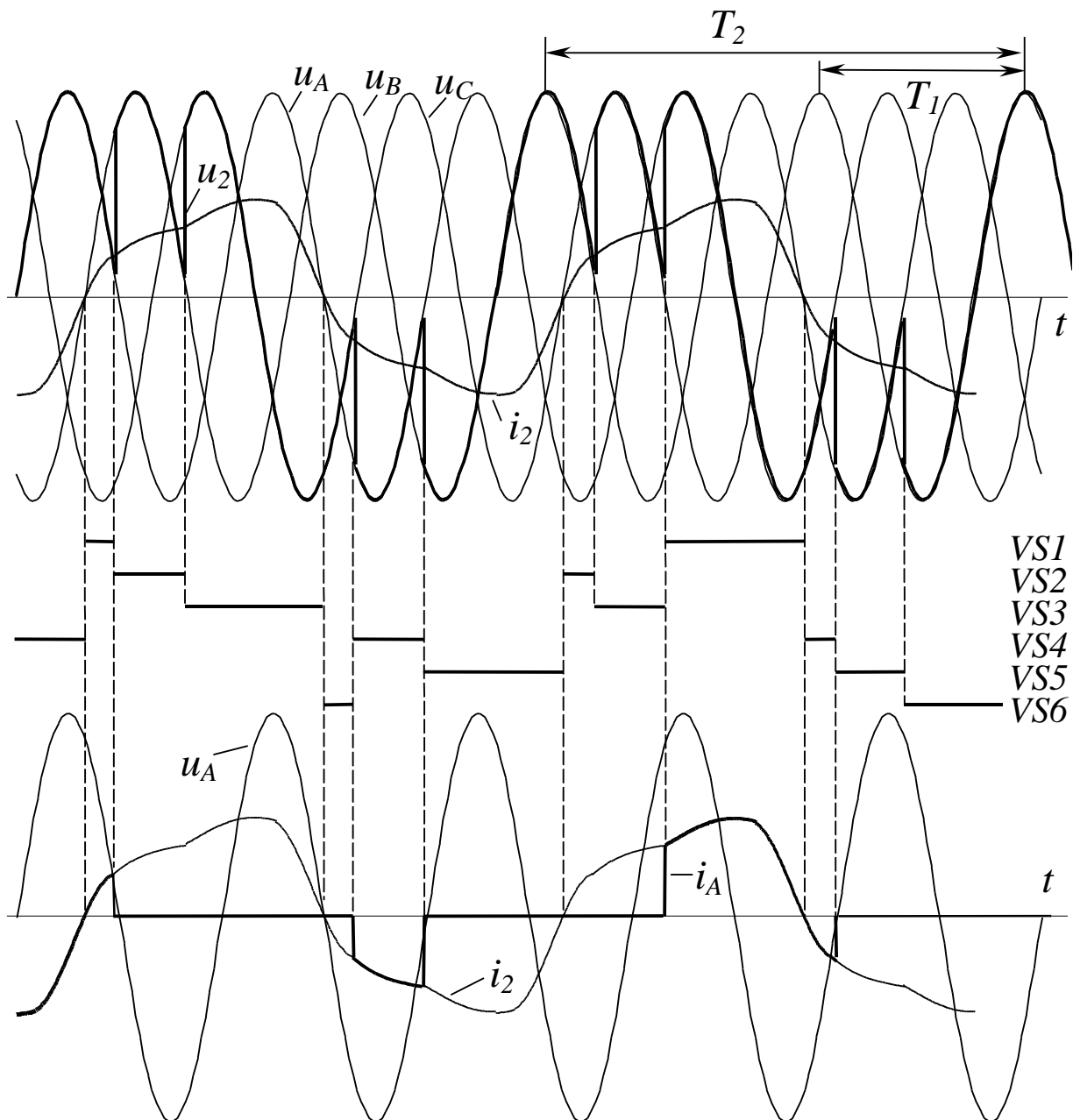


Рис. 6.8. Часові діаграми трифазно-однофазного нульового БПЧ

із прямокутною модуляцією $\left(f_2 = \frac{3}{7} f_1 \right)$

Із формули (6.1) і рис. 6.7 видно, що найбільша можлива вихідна частота дорівнює частоті живлення. Однак у багатофазних БПЧ, де треба забезпечувати часовий зсув між фазовими напругами, вона ще менша. Для схеми рис. 6.3 $n \geq 3$, а $f_2 \leq 0,43 f_1$, для схеми рис. 6.4 $n \geq 6$, а $f_2 \leq 0,375 f_1$. Жодні обмеження знизу на вихідну частоту відсутні.

Рівень вихідної напруги, як і у випрямлячах, регулюється зміною кута керування α . На рис. 6.7 через U_2 позначена середня за півперіод живильної напруги вихідна напруга. Її форма залежить від характеру зміни кута керування:

$$U_2 = U_{2m0} \cos \alpha(t),$$

де U_{2m0} – середнє значення вихідної напруги при $\alpha=0$ (те саме, що U_{d0} для керованого випрямляча).

На рис. 6.7, 5.8 рівень напруги U_2 протягом її півперіоду незмінний завдяки незмінності кута керування. Тому форма U_2 – прямокутна, а БПЧ, керований таким чином, називають БПЧ із прямокутною модуляцією. Подібну форму вихідної напруги можна отримати, подавши до входу СІФК прямокутну задавальну напругу з відповідними амплітудою та частотою.

Вихідний струм, хоча й має коливання, обумовлені пульсаціями миттєвої вихідної напруг, за формою наближається до експоненти (особливо зі зменшенням вихідної частоти, порівн. рис. 6.7 та 6.8).

Форма фазного струму, споживаного БПЧ із однофазним виходом, має дуже складний характер (див. струм i_A на рис. 6.7 та 6.8), бо складається з відрізків кривої вихідного струму. По-перше, він модульований вихідним струмом (вхідний фазний струм по черзі дорівнює то нулю, то i_2 , то $-i_2$ залежно від того, який тиристор у цій фазі відкритий і чи відкритий взагалі). По-друге, він протікає не на кожному півперіоді живильної напруги (що особливо характерно для БПЧ з однофазним виходом). Це призводить до того, що найнижча його гармоніка має частоту, меншу від f_1 (так звана субгармоніка). Субгармоніки, фільтрація яких унаслідок їх низької частоти утруднена, непродуктивно завантажують живильну мережу і трансформатор та знижують коефіцієнт потужності БПЧ. У БПЧ із багатофазним виходом форма споживаного струму набагато краща.

Щоб наблизити форму вихідної напруги до синусоїди, використовують більш складні задавальні напруги (трапецієподібну, трикутну, ступінчасту). Звичайно, найкращою форма вихідної напруги буде за синусоїдальною задавальною напруги. При цьому, однак, система керування БПЧ буде найскладнішою (цілком подібною до СІФК реверсивних випрямлячів).

За синусоїдальною модуляції виникає можливість отримання будь-яких (не тільки дискретних) значень вихідної частоти завдяки тому, що кут керування протягом періоду T_2 безперервно змінюється згідно задавальній напрузі (рис. 6.9). Форма вихідного струму (особливо за досить низьких вихідних частот) наближається до синусоїди. Це останнє є характерною і дуже цінною особливістю БПЧ, оскільки в інверторних ПЧ з амплітудною модуляцією зі зниженням вихідної частоти форма вихідного струму погіршується, що обмежує діапазон регулювання швидкості двигунів змінного струму.

Мостові БПЧ мають більш сприятливу форму споживаного з мережі струму, знак якого змінюється на кожному півперіоді живильної напруги (рис. 6.10).

Процеси в БПЧ із трифазним виходом протікають подібним чином. Завдяки одночасній роботі трьох однофазних БПЧ паузи в споживаному струмі будуть менші.

Особливістю багатофазних БПЧ є можливість одночасної комутації в двох вихідних фазах (наприклад, у БПЧА та БПЧВ). Унаслідок цього під час

комутації виникає не двофазне коротке замикання, як у випрямлячах, а трифазне. Це збільшує вплив комутаційних процесів на форму напруги в живильній мережі.

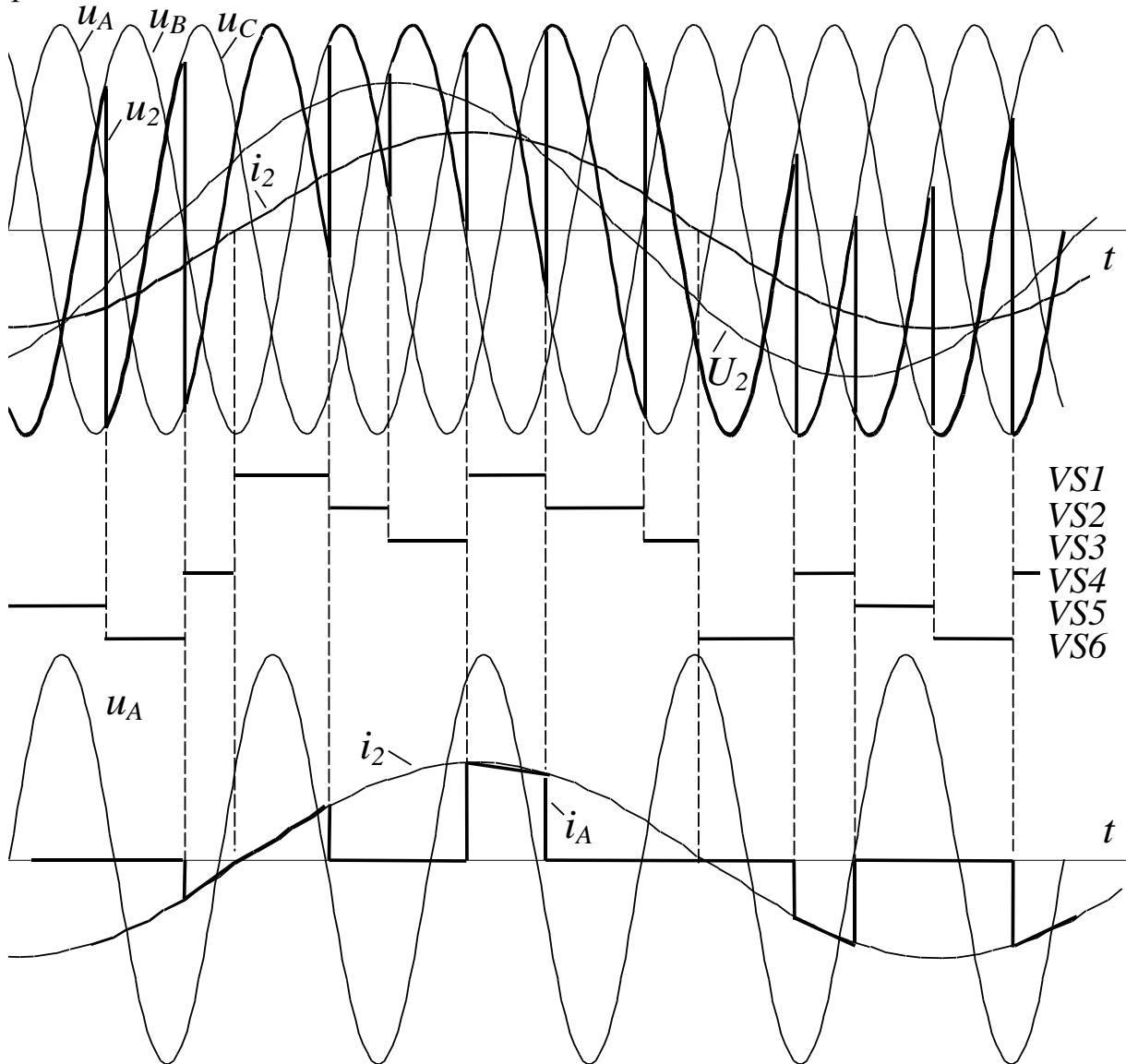


Рис. 6.9. Часові діаграми трифазно-однофазного нульового БПЧ з синусоїдальною модуляцією

За певних співвідношень вхідної та вихідної частот у БПЧ виникають деякі неприємні явища. Так, якщо

$$f_2 = \frac{f_1}{2km_2}, \quad (6.2)$$

у споживаному струмі з'являється постійна складова [13], яка намагнічує трансформатор та погіршує його енергетичні показники. Ця складова найбільша в БПЧ з однофазним виходом.

Крім того, як видно з рис. 6.7...6.9, силові ключі мають неоднакові тривалості провідного стану, що призводить до їх нерівномірного завантаження. Тільки коли

$$f_2 = \frac{f_1}{km_1}, \quad (6.3)$$

нерівномірність відсутня. До речі, за синусоїдальної модуляції завантаження ключів більш рівномірне.

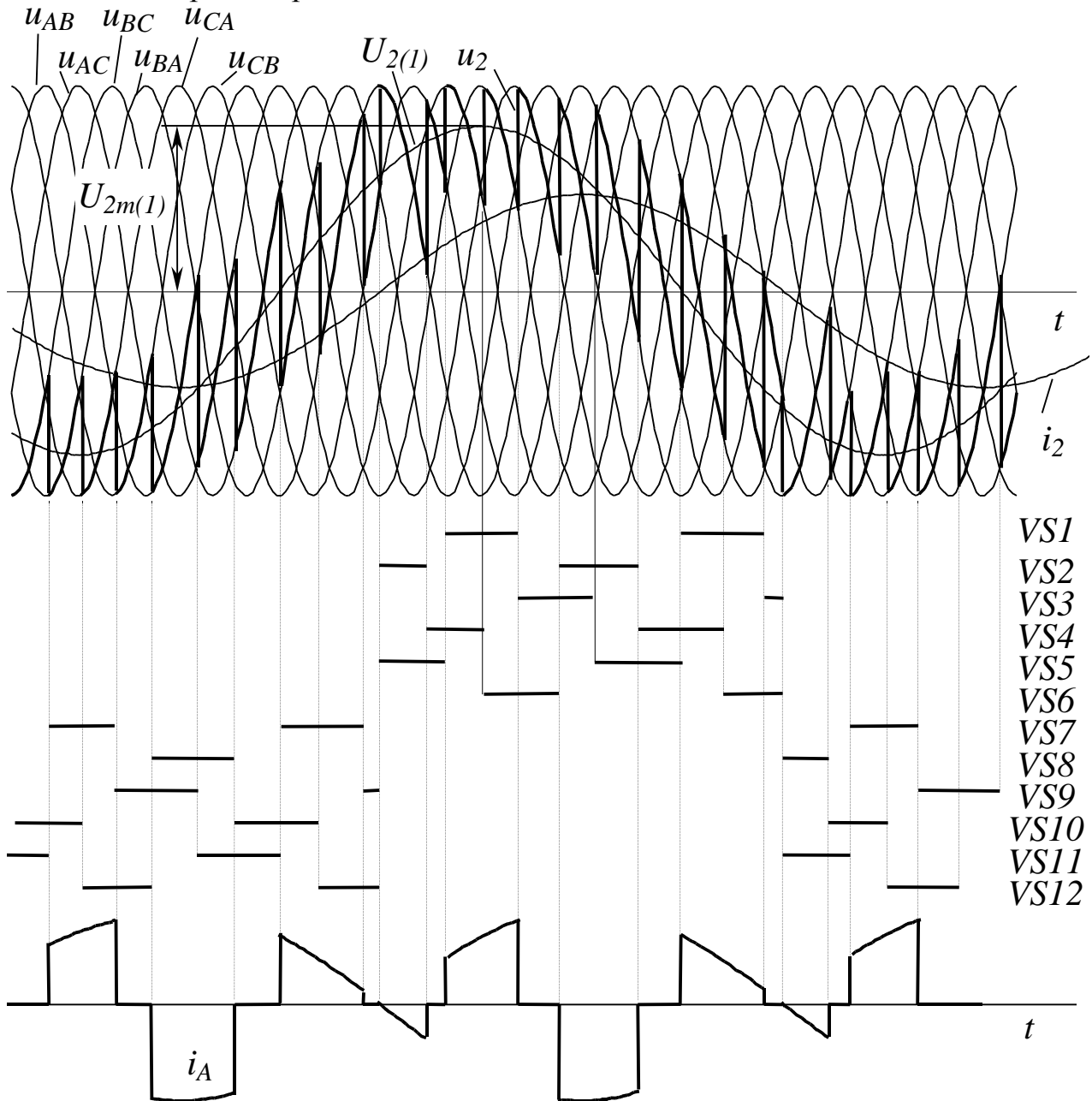


Рис. 6.10. Часові діаграми трифазно-однофазного мостового БПЧ ($f_2 = f_1/4$)

Субгармоніки у споживаному струмі відсутні лише тоді, коли [13]

$$f_2 = \frac{f_1 p}{2k}. \quad (6.4)$$

У співвідношеннях (6.2)...(6.4) m_1 , m_2 – кількість фаз на вході та на виході БПЧ; $k=1, 2, 3, \dots, \infty$.

Якщо механізм не потребує плавного і тривалого регулювання швидкості в усьому діапазоні і працює лише на кількох ustalених швидкостях (це характерно, наприклад, для багатьох вантажопідіймних машин), викори-

стовують тільки ті вихідні частоти БПЧ, які відповідають умовам (6.3), (6.4) і не відповідають умові (6.3). Це забезпечує відсутність субгармонік і підмагнічування трансформатора, а також рівномірність завантаження ключів.

За роботи БПЧ на проти-ЕРС (при живленні від них двигунів змінного струму), як і у випрямлячах, можливе виникнення режиму переривистих струмів. Він більш імовірний за низьких вихідних частот та напруг, коли кут керування великий. Унаслідок синусоїдальної форми проти-ЕРС та її фазового зсуву відносно вихідної напруги паузи в струмі виникають не після всіх інтервалів провідності одночасно (як у випрямлячі, де проти-ЕРС змінюється повільно), а спочатку лише на тих інтервалах часу, де проти-ЕРС найбільша порівняно з напругою.

Рекуперація енергії від навантаження до живильної мережі в БПЧ, як і в реверсивному випрямлячеві, відбувається без жодних проблем завдяки наявності у його складі назустріч-паралельних комплектів тиристорів, які забезпечують протікання струму в обох напрямках. Навіть за активно-індуктивного навантаження комплекти деякий час переходять до інверторного режиму. Наявність у складі навантаження проти-ЕРС із відповідним фазовим зсувом призведе до того, що інтервал часу, коли знаки вихідних напруги та струму не співпадають (t_1-t_2 на рис. 6.7), збільшиться настільки, що обидва комплекти тиристорів по черзі працюватимуть переважно в інверторному режимі, рекуперуючи гальмівну енергію до мережі.



Приклад 6.1. Вибір вихідних частот БПЧ із прямокутною модуляцією

Трифазно-трифазний БПЧ за схемою рис. 6.3 живиться від мережі з частотою $f_1=50$ Гц. Обрати діапазон вихідних частот БПЧ таким чином, щоб їхнє співвідношення було не менше $D = f_{2\max}/f_{2\min} \geq 4$, а максимальна частота $f_{2\max}$ була найбільшою з можливих у цій схемі.

Можливі частоти будь-якої схеми БПЧ визначаються виразом (6.1). Пульсність схеми рис. 6.3 $p=3$. Тому максимальна та мінімальна вихідні частоти

$$f_{2\max} = \frac{3f_1}{2(n_1 - 1) + 3};$$

$$f_{2\min} = \frac{3f_1}{2(n_2 - 1) + 3}.$$

Поділивши останні два вирази один на одного та врахувавши умову для співвідношення частот, матимемо

$$n_2 \geq \frac{4[2(n_1 - 1) + 3] - 1}{2}.$$

Оскільки в заданій схемі реалізувати трифазну систему вихідних напруг можна лише за умови $n \geq 3$, отримаємо для максимально можливого $n_1=3$:

$$n_2 \geq \frac{4[2(3 - 1) + 3] - 1}{2} = 14,5.$$

Найближче більше ціле $n_2=15$. Максимальна та мінімальна вихідні частоти

$$f_{2\max} = \frac{3 \cdot 50}{2(3-1)+3} = 21,43 \text{ Гц};$$

$$f_{2\min} = \frac{3 \cdot 50}{2(15-1)+3} = 4,84 \text{ Гц}.$$

Їхнє відношення заданій умові відповідає:

$$D = f_{2\max} / f_{2\min} = 21,43 / 4,84 = 4,42 \geq 4. \quad \blacklozenge$$

6.4. Коефіцієнт потужності БПЧ із природною комутацією \blacklozenge

Коефіцієнт потужності БПЧ із природною комутацією принципово не може досягти одиниці, оскільки в його складі в будь-який момент часу є хоча б один ключ, кут керування якого $\alpha > 0$. Коефіцієнт потужності визначається всіма неактивними складовими повної потужності на вході БПЧ:

- потужністю зсуву (як і в керованому випрямлячеві, визначається фазовим зсувом першої гармоніки споживаного струму відносно напруги і пропорційна $\sin \alpha$);
- потужністю викривлень від вищих гармонік споживаного струму, яка залежить від схеми БПЧ;
- потужністю викривлень від субгармонік споживаного струму;
- потужністю несиметрії, обумовленої несиметрією трифазної системи споживаних струмів (наявністю в ній струмів зворотної та нульової послідовностей).

Досить точні аналітичні розрахунки коефіцієнта потужності БПЧ у більшості випадків неможливі. Це обумовлено дуже складною формою споживаного струму (насамперед тим, що його зсув відносно напруги періодично змінюється з частотою, кратною ω_2 унаслідок періодичної зміни кута керування), впливом коефіцієнта потужності навантаження, різноманітністю схем БПЧ та законів керування ними. Просто коефіцієнт потужності розраховується лише для БПЧ із однофазним виходом та синусоїдальною модуляцією вихідної напруги (однак без урахування викривлень вхідного струму):

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cos \varphi_n, \quad (6.5)$$

де $\mu = U_{2m(1)} / U_{2m0}$ – коефіцієнт модуляції вихідної напруги; U_{2m} – амплітуда середньої вихідної напруги (рис. 6.10); $\cos \varphi_n = P_n / S_n$ – коефіцієнт потужності навантаження БПЧ.

Коефіцієнт модуляції відображає рівень поточної вихідної напруги БПЧ. Реально він не перевищує 0,9...0,95 унаслідок обмеження максимального та мінімального кутів керування. Коефіцієнт потужності навантаження за активно-індуктивного його характеру можна знайти, як

$$\cos \varphi_n = \frac{R_n}{\sqrt{R_n^2 + (\omega_2 L_n)^2}}.$$

Якщо навантаженням є електрична машина змінного струму, $\cos \varphi_H$ визначається виходячи з параметрів схеми її заміщення за відомих частоти живлення та ковзання. До речі, характер реактивного навантаження (індуктивний або ємнісний), на рівень χ не впливає.

У [16] наведені результати чисельних розрахунків коефіцієнту потужності БПЧ із трифазним виходом для різних законів модуляції (рис. 6.11, 6.12).

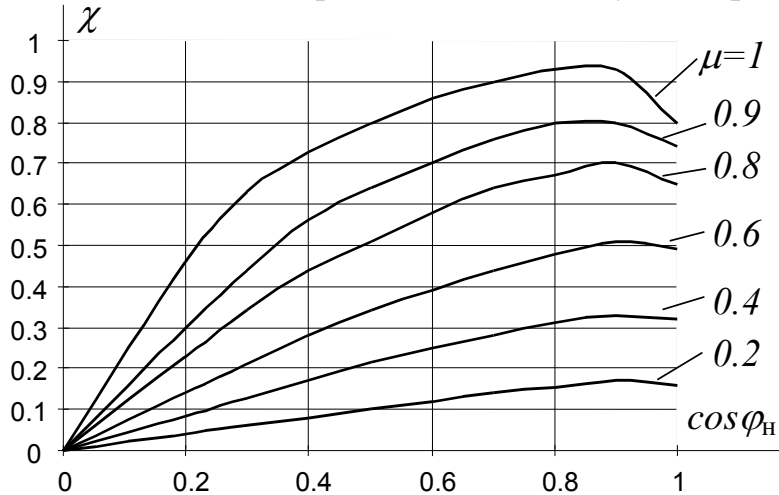


Рис. 6.11. Коефіцієнт потужності БПЧ із трифазним виходом за прямокутної модуляції

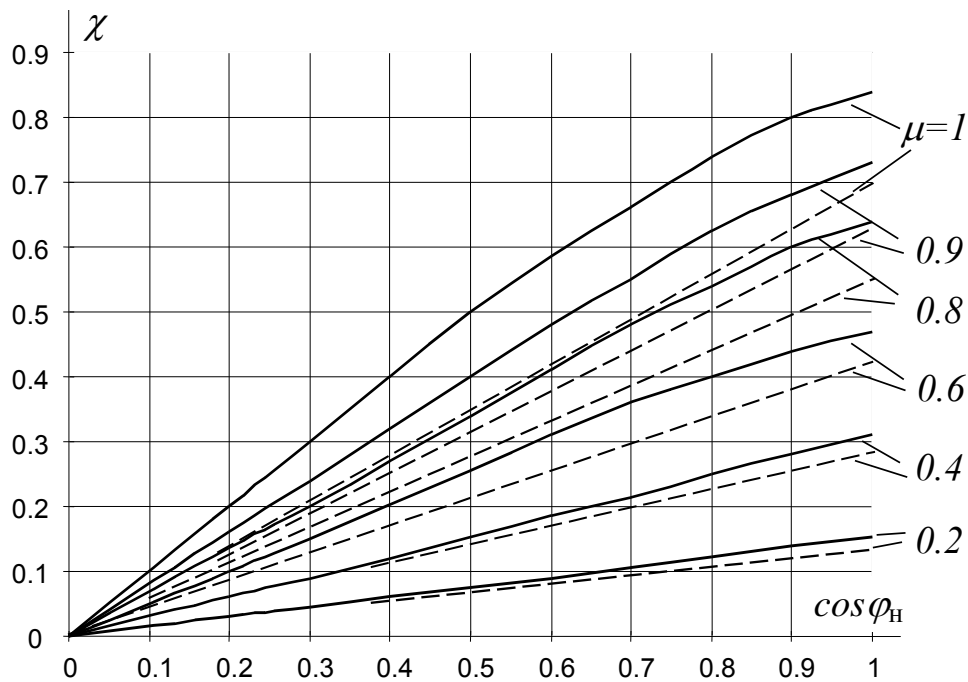


Рис. 6.12. Коефіцієнт потужності БПЧ за синусоїдальної модуляції

Суцільні лінії на рис. 6.12 відповідають БПЧ із трифазним виходом, пунктирні – з однофазним. Як видно з рис. 6.12, у БПЧ із трифазним виходом χ вищий, ніж із однофазним. Для прямокутної модуляції характерні більші коефіцієнти потужності, ніж для синусоїдної, внаслідок відсутності інтервалів часу з $\alpha \approx 90^\circ$.

Зі зменшенням коефіцієнту модуляції (тобто рівня вихідної напруги) практично пропорційно зменшується і χ .

Оскільки при керуванні асинхронними машинами зменшення частоти їх живлення має супроводжуватись і зменшенням напруги, коефіцієнт потужності асинхронних глибокорегульованих електроприводів із БПЧ дуже низький (навіть нижчий, ніж у електропривода постійного струму з керованими випрямлячами). Тому БПЧ із природною комутацією використовуються переважно для отримання таких низьких частот, які в інверторних ПЧ з амплітудною модуляцією недосяжні (потужні низькошвидкісні електроприводи млинів, вентиляторів, деяких прокатних станів, рольгангів тощо).

◆ **Приклад 6.2. Коефіцієнт потужності БПЧ**

Трифазно-трифазний БПЧ за схемою рис. 6.3 із синусоїдальною модуляцією живиться від мережі з лінійною напругою $U_{1л}=380$ В. Знайти коефіцієнт потужності БПЧ, якщо діюче значення його вихідної фазної напруги дорівнює $U_{2ф}=108$ В, а навантаження таке, що $\cos \varphi_n=0,7$.

Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, яка відповідає коефіцієнту модуляції $\mu=1$:

$$U_{2m(1)0} = 0,67U_{1л} = 0,67 \cdot 380 = 254,6 \text{ В,}$$

де 0,67 – схемний коефіцієнт для трифазної нульової схеми [23].

Коефіцієнт модуляції

$$\mu = \frac{U_{2m(1)}}{U_{2m(1)0}} = \frac{U_{2ф} \sqrt{2}}{U_{2m(1)0}} = \frac{108\sqrt{2}}{254,6} = 0,6.$$

Із рис. 6.12 для $\cos \varphi_n=0,7$ та $\mu=0,6$ коефіцієнт потужності $\chi=0,36$. ◆

6.5. Керування БПЧ із природною комутацією

Як уже було сказано, під час керування БПЧ використовують різні способи модуляції кута керування (синусоїдальний, прямокутний, ступінчастий, трапецієвидний). Іноді форма задавальної напруги впливає і на структуру системи керування БПЧ. Оскільки силові схеми реверсивних випрямлячів та БПЧ ідентичні, а характер електромагнітних процесів у них подібний, у побудові систем керування випрямлячів та БПЧ із природною комутацією багато спільного. Взагалі отримати БПЧ з однофазним виходом дуже просто: треба до входу СІФК реверсивного випрямляча подати знакозмінну задавальну напругу потрібної форми. Завдання керування багатофазним БПЧ складніше і, крім керування однофазними БПЧ, потребує координації їх роботи в часі з метою отримання симетричної системи вихідних напруг.

Використовують два основні способи побудови систем керування багатофазних БПЧ із трифазним виходом:

1. Система керування складається з трьох автономних систем керування, пов'язаних між собою лише через канал синхронізації з живильною мережею та канал завдання. Системи керування кожним із трьох однофазних БПЧ ідентичні СІФК реверсивного випрямляча. Існує два різновиди таких систем:

- три синусоїдальні задавальні напруги формуються регуляторами системи автоматичного регулювання електроприводом (подібну форму мають вихідні сигнали регуляторів деяких частотно-струмових та векторних систем керування машинами змінного струму);
- знакозмінні задавальні напруги (будь-якої форми) формуються спеціальним задавальним генератором виходячи з отриманих іззовні сигналів заданої частоти та напруги.

2. Усі три однофазні БПЧ мають спільну систему керування, яка складається з роздільних каналів керування напруги та частоти. Такі системи використовуються тоді, коли в САР електропривода є сигнали завдання на напругу та частоту в явному вигляді (насамперед це системи скалярного частотного керування).

Для координації роботи протипаралельних комплектів тиристорів у сучасних БПЧ використовують найчастіше принцип роздільного керування, оскільки в БПЧ із сумісним керуванням за малих співвідношень f_1/f_2 різко зростають зрівняльні струми.

Розглянемо структуру системи другого типу (рис. 6.13) як найбільш специфічної для БПЧ, на прикладі силової схеми рис. 6.3.

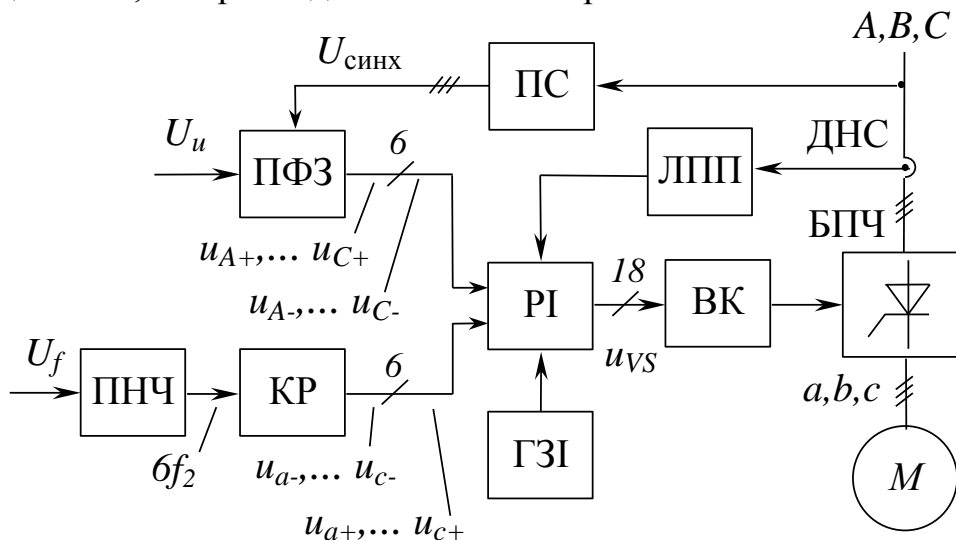


Рис. 6.13. Система керування з роздільними каналами регулювання напруги та частоти (прямокутна модуляція)

Регулювання рівня напруги здійснюється за допомогою пристрою фазозміщення ПФЗ, аналогічного подібному пристрою в СІФК випрямлячів. Шість його вихідних напруг $u_{A+}, u_{A-}, u_{B+}, u_{B-}, u_{C+}, u_{C-}$ визначають допустимі області роботи тиристорів, ввімкнених до фаз A, B, C живильної мережі (індекси “+” мають напруги, які потім будуть використані для керування тиристорами катодних груп, індекс “-“ відповідає тиристорам анодних груп). Їхній фазовий зсув відносно точок природної комутації задається завданням на напругу U_u (рис. 6.14).

Робота ПФЗ синхронізована з мережею за допомогою пристрою синхронізації ПС.

До каналу регулювання частотою входить перетворювач “напруга-частота” ПНЧ та кільцевий розподільник КР (схема його може бути подібна до зображеної на рис. 3.26). До входу ПНЧ надходить напруга U_f , рівень якої пропорційний заданій вихідній частоті f_2 . ПНЧ перетворює цю напругу послідовність імпульсів із частотою $6f_2$. Кільцевий розподільник формує шість послідовностей імпульсів із частотою f_2 , зсунутих один від одного на дві третини періоду вихідної напруги (рис. 6.15). Якщо сигнали $u_{A+}, u_{A-}, u_{B+}, u_{B-}, u_{C+}, u_{C-}$ несуть інформацію про те, де можна відкриватися тиристорам з огляду на полярність напруги тієї фази мережі, до якої вони приєднані, то вихідні сигнали КР $u_{a+}, u_{a-}, u_{b+}, u_{b-}, u_{c+}, u_{c-}$ – про те, де їм потрібно це робити, щоб сформувати вихідну напругу потрібної форми.

До входу розподільника імпульсів РІ, крім вихідних сигналів ПФЗ та КР, надходять також високочастотні імпульси від генератора заповнювальних імпульсів ГЗІ частотою близько кількох кГц. Вони призначені для так званого частотного заповнення широких керуючих імпульсів, яке забезпечує зменшення втрат у тиристорах та потужності вихідних каскадів ВК. Вихідні сигнали розподільника імпульсів u_{VS} є керуючими для 18 тиристорів БПЧ. Наприклад, для тиристорів $VS1$ та $VS5$ керуючі сигнали отримують як

$$u_{VS1} = u_{A+} \cdot u_{a+} \cdot u_{ГЗІ}; \quad u_{VS5} = u_{B-} \cdot u_{a-} \cdot u_{ГЗІ}.$$

Ці логічні рівняння враховують те, що тиристор $VS1$ може брати участь у формуванні позитивної півхвилі вихідної напруги фази a (звідти u_{a+}), а $VS5$ –

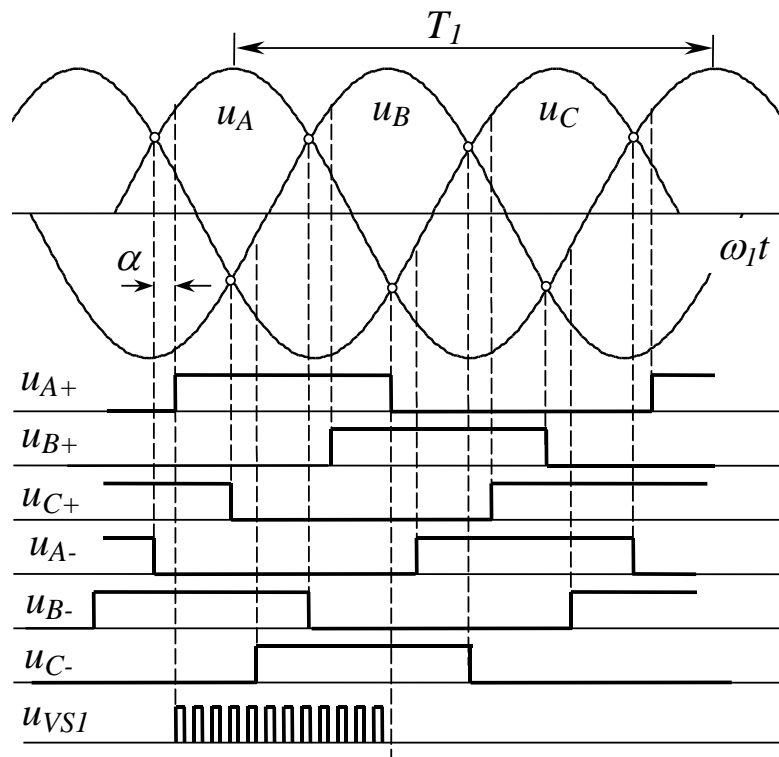


Рис. 6.14. Часові діаграми ПФЗ

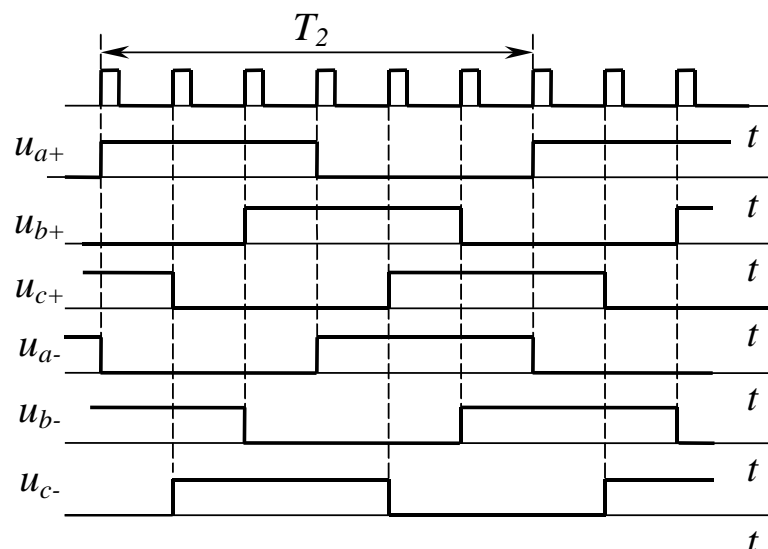


Рис. 6.15. Часові діаграми кільцевого розподільника

у формуванні негативної півхвилі тієї ж напруги (звідти u_{a-}). Крім того, $VS1$ підключений анодом до фази A мережі (u_{A+}), а $VS5$ – катодом до фази B (u_{B-}).

Керуючі імпульси мають форму, подібну до зображеної в нижній частині рис. 6.14. Через вихідні каскади ці імпульси подаються до керуючих електродів тиристорів. Логічний перемикальний пристрій ЛПП із датчиком нуля струму ДНС забезпечують роздільне керування зустрічно-паралельними тиристорними комплектами.

6.6. Вибір силових елементів БПЧ із природною комутацією

Для вибору тиристорів необхідно, виходячи з вихідного струму БПЧ, розрахувати їх середній струм:

$$I_V = I_{21} k_{iV},$$

де k_{iV} – коефіцієнт середнього струму вентиля (табл. 6.1); I_{21} – діюче значення першої гармоніки фазного вихідного струму БПЧ (у більшості випадків можна прийняти рівним допустимому пусковому струму двигуна).

Таблиця 6.1

Коефіцієнти для вибору ключів БПЧ

Спосіб модуляції		$k_{iV} = I_V / I_{21}$	$k_{U1} = U_{1\phi} / U_{2(1)0}$
Синусоїдальний		$\frac{\sqrt{2}}{m\pi} = \frac{0,451}{m_1}$	$\frac{\sqrt{2}}{k_{Ucx} \mu_m}$
Прямокутний:	$\cos \varphi_H = 1$	$\frac{\pi}{4m_1\sqrt{2}} = \frac{0,556}{m_1}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}k_{Ucx} \mu_m}$
	$\cos \varphi_H = 0$ (індуктивний)	$\frac{\pi^2}{16\sqrt{2}m_1} = \frac{0,436}{m_1}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}k_{Ucx} \mu_m}$

У табл. 6.1 $k_{Ucx} = 1,17$ для трифазної нульової схеми, 2,34 – для трифазної мостової і 4,68 для шестифазної нульової; $\mu_m = 0,85 \dots 0,9$ – максимально можливий коефіцієнт модуляції.

Вибір трансформатора здійснюється за потужністю та вторинною напругою. Діюче значення фазної напруги на вході БПЧ (вона ж – напруга вторинної обмотки трансформатора), розраховується як

$$U_{1\phi} = U_{2(1)0} k_{U1},$$

де $U_{2(1)0}$ – максимально можливе (за $\mu = \mu_m$) діюче значення першої гармоніки фазної напруги на виході БПЧ; k_{U1} – коефіцієнт, який залежить від схеми БПЧ та способу модуляції кута керування (табл. 6.1).

Типову потужність силового трансформатора можна знайти, виходячи з номінальної потужності навантаження (двигуна) $P_{дн}$ та середньозваженого коефіцієнта потужності БПЧ (див. п. 6.4):

$$S_T = \frac{P_H}{\chi} = \frac{P_{дн}}{\chi(1 - \eta_{дн})},$$

де $\eta_{\text{дн}}$ – номінальний ККД двигуна.

Коефіцієнт корисної дії БПЧ при розрахунках можна не враховувати.

6.7. БПЧ із примусовою комутацією: принципи формування вихідної напруги

При використанні в БПЧ цілком керованих ключів з'являється низка дуже важливих додаткових можливостей:

- знімається обмеження на діапазон можливої роботи ключів, характерний для всіх перетворювачів із природною комутацією (з'являється можливість відкривання ліворуч точки природної комутації);
- знімається більшість обмежень на порядок перемикавання ключів;

Залишається фактично лише одне обмеження: ключ відкривається тільки за позитивної напруги на аноді (колекторі). Однак і це обмеження в БПЧ неактуальне, оскільки в них використовується зустрічно-паралельне з'єднання ключів. Внаслідок цього будь-який ключ можна відкрити і закрити там, де потрібно для надання БПЧ бажаних властивостей:

- розширення можливостей регулювання рівня напруги (широотно-імпульсна та амплітудно-імпульсна модуляція замість фазової);
- отримання вихідних частот, більших від вхідної;
- поліпшення форми вхідного та вихідного струмів;
- отримання $\cos \varphi_1 = 1$ і навіть випереджаючого.

В БПЧ із примусовою комутацією (БПЧПК) можливе використання будь-яких ключів (транзисторів різних типів, дво- та одноопераційних тиристорів). В останньому випадку потрібне застосування схем штучної комутації, подібних до тих, що використовуються в переривниках та АІН.

Силові схеми БПЧПК (тобто способи з'єднання тиристорів) нічим не відрізняються від розглянутих у п. 6.2.

Можливі форми вихідної напруги БПЧПК дуже різноманітні. Їх можна поділити на два великих класи:

- криві інверторного типу (подібні до вихідної напруги АІН);
- криві БПЧ-типу (тобто характерні тільки для БПЧ).

На рис. 6.16 зображена вихідна напруга АІН-типу з частотою, меншою вхідної для схеми рис. 6.2,а. Кожна півхвиля вихідної напруги складається з верхівок фазних вхідних напруг. Регулювання рівня вихідної напруги можливе шляхом широко-імпульсної модуляції (одно- або двополярної) подібно до АІН із ШІМ. Якщо частота ШІМ досить велика, можна отримати вихідну частоту, більшу від вхідної (рис. 6.17).

Змінюючи протягом періоду T_2 тривалість імпульсів миттєвої вихідної напруги, за досить високої частоти модуляції можна забезпечити синусоїдну форму вихідного струму.

Оскільки використання високочастотної ШІМ супроводжується збільшенням втрат у ключах, для потужних електроприводів більш перспективні криві БПЧ-типу. Можливі три різновиди кривих БПЧ-типу:

- криві позитивного типу (після кожної комутації миттєва вихідна напруга стрибком стає більш позитивною, рис. 6.18);

- криві негативного типу (після кожної комутації миттєва вихідна напруга стрибком стає більш негативною, рис. 6.19);
- криві складеного типу (стрибок вихідної напруги після комутації протягом однієї половини її періоду позитивний, протягом іншої половини – негативний, рис. 6.20, 6.21).

Зображені на рис. 6.20, 6.21 криві не є єдиними різновидами кривих складеного типу. Перехід від позитивних до негативних стрибків може відбуватись не одночасно з досягненням екстремуму середньої вихідної напруги U_2 , як на рис. 6.20, а в момент зміни знаку струму (див. вихідні напруги БПЧ із природною комутацією в п. 6.3) або взагалі будь-коли. Взагалі положення моменту переходу від напруги позитивного типу до напруги негативного типу (або навпаки) може бути однією з ознак класифікації алгоритмів керування БПЧ.

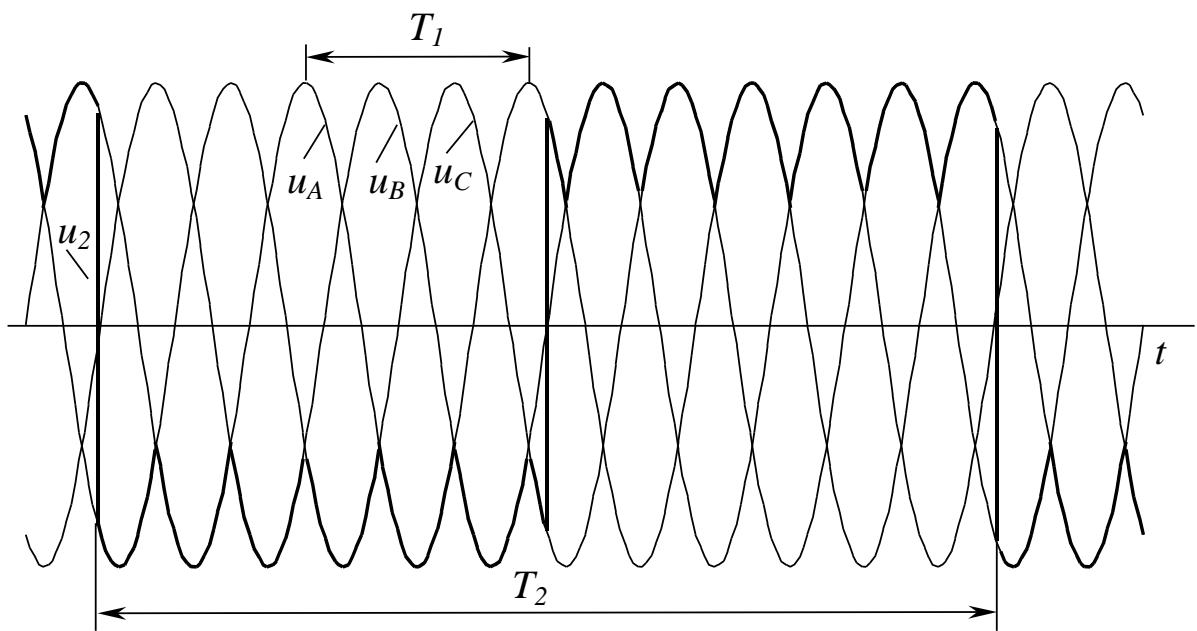


Рис. 6.16. Вихідна напруг АІН-типу ($f_2 < f_1$)

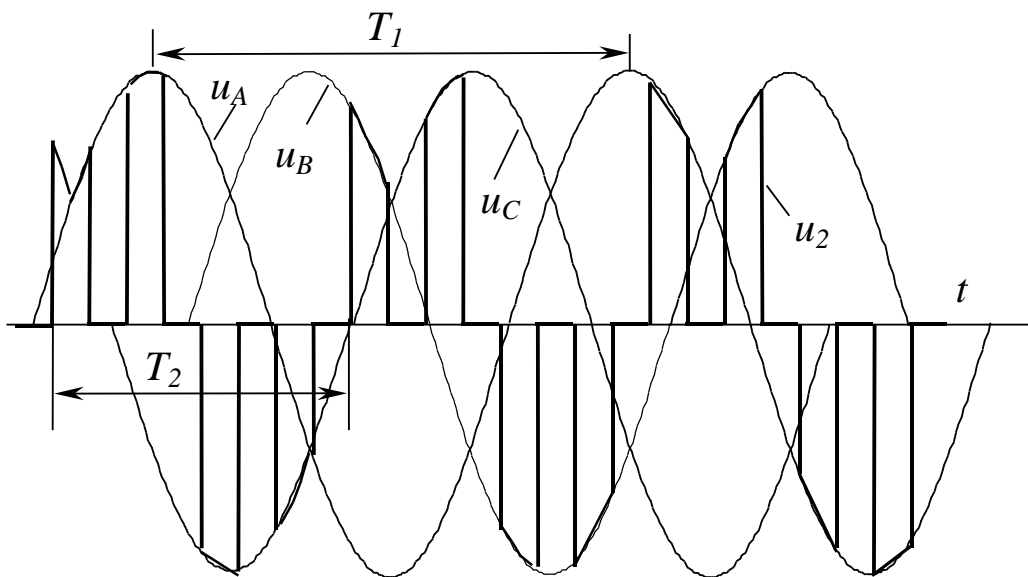


Рис. 6.17. Вихідна напруг АІН-типу з однополярною ШІМ ($f_2 > f_1$)

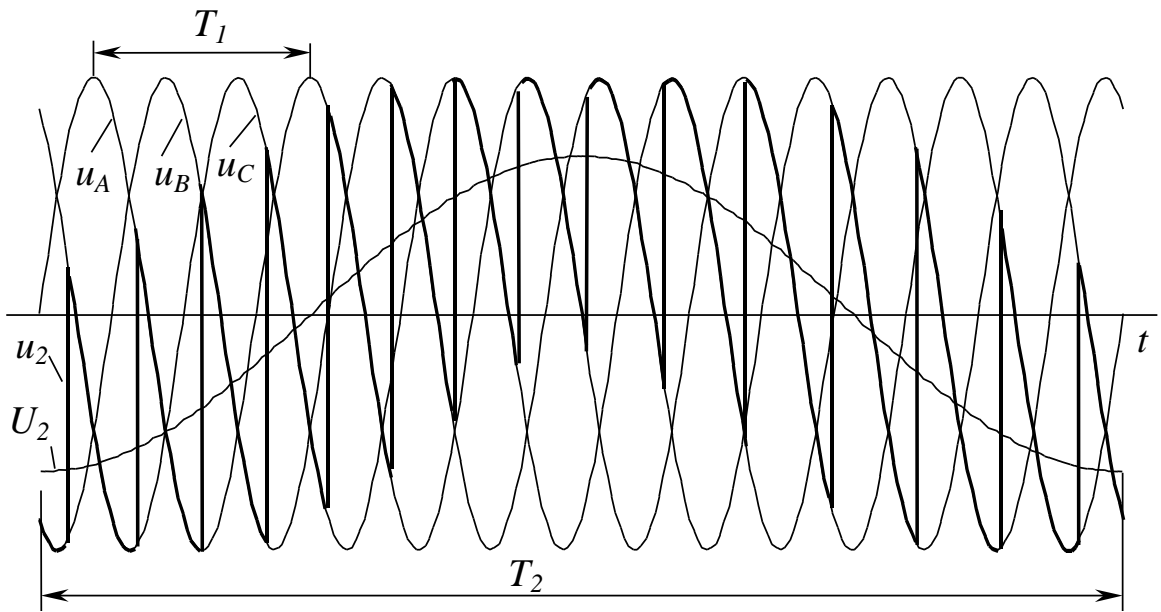


Рис. 6.18. Вихідна напруга позитивного типу

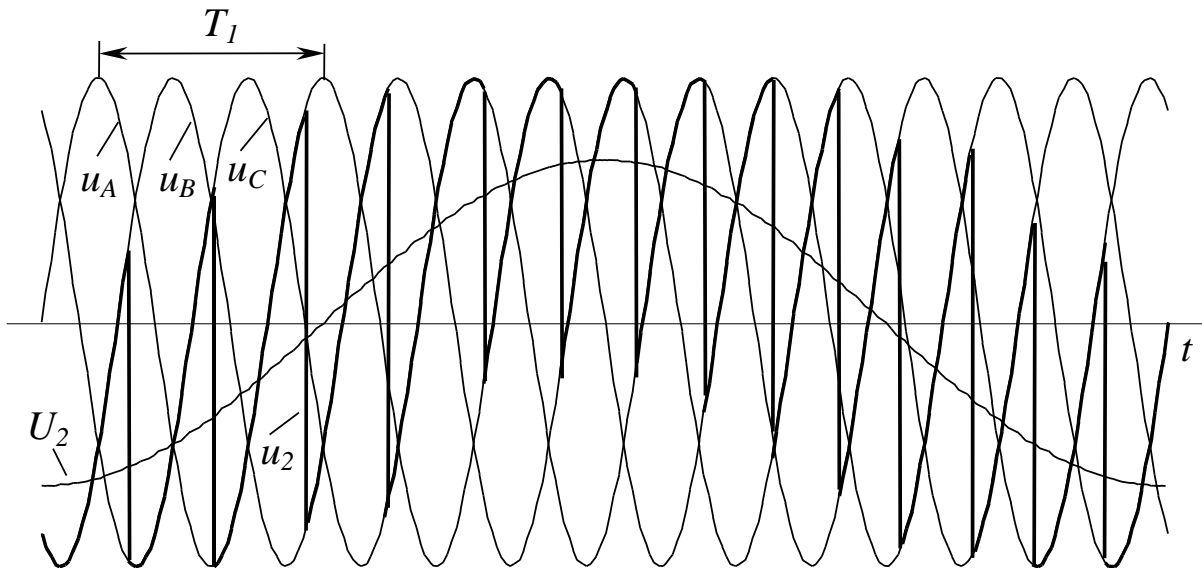


Рис. 6.19. Вихідна напруга негативного типу

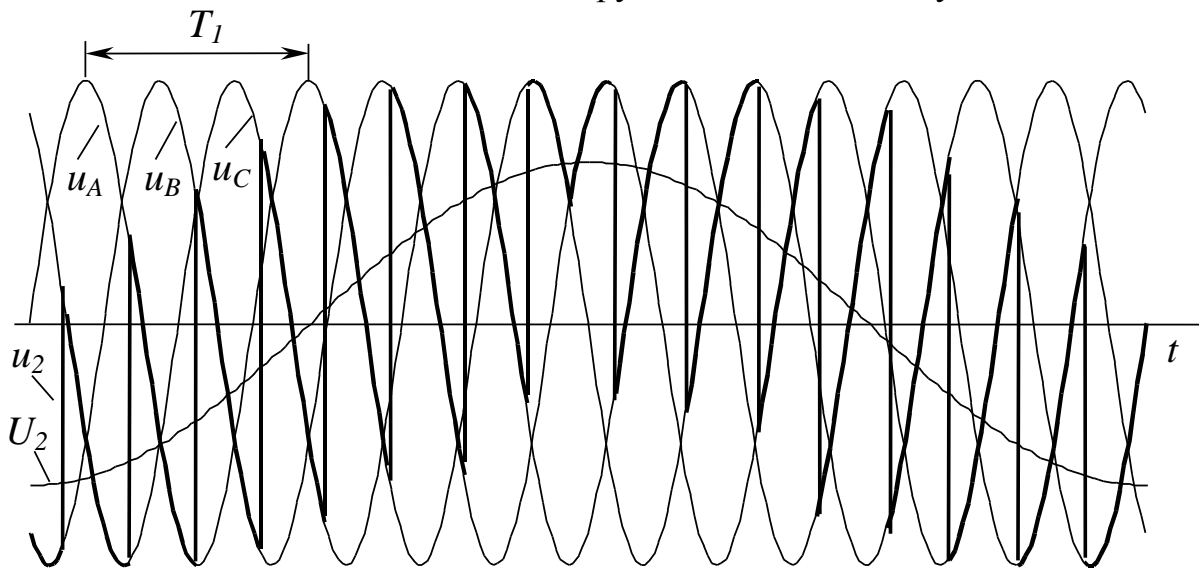


Рис. 6.20. Вихідна напруга складеного типу ($f_2 < f_1$)

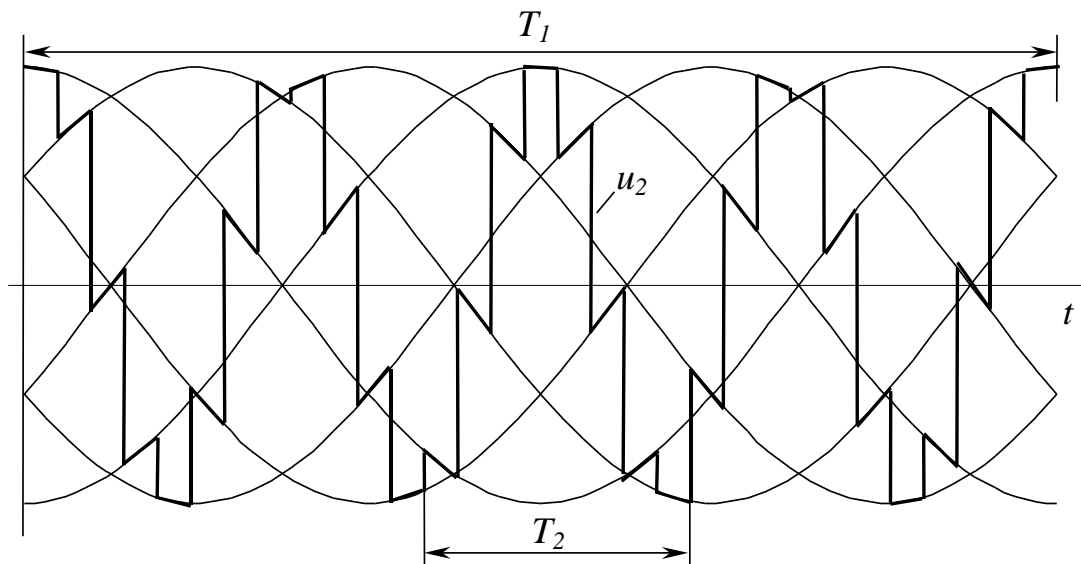


Рис. 6.21. Вихідна напруга складеного типу ($f_2 > f_1$)

Спосіб формування кривої миттєвої вихідної напруги обумовлює деякі дуже важливі характеристики БПЧ. Фактично незалежно від силової схеми можна говорити про різні класи БПЧ:

1. БПЧ із природною комутацією (характер стрибків u_2 змінюється при зміні знаку вихідного струму). Завдяки тому, що зміна рівня напруги U_2 забезпечується зміною затримки вмикання наступного ключа, струм кожного ключа запізнюється відносно відповідної фазної вхідної напруги. Тому незалежно від характеру навантаження такого БПЧ його вхідний струм запізнюється відносно вхідної напруги (навіть при ємнісному навантаженні).
2. Компенсовані БПЧ (характер стрибків u_2 незмінний протягом усього періоду T_2). На одному півперіоді вихідної напруги зміна рівня U_2 забезпечується запізненням вмикання ключів, на іншому – випередженням. Тому вхідний струм незалежно від характеру навантаження завжди синфазний із вхідною напругою ($\cos \varphi_1 = 1$).
3. БПЧ з інверсією кута зсуву між струмом та напругою (за зростання U_2 – крива u_2 позитивного типу, за зменшення – негативного). У [15] такий БПЧ названий високочастотним, оскільки лише в ньому можливо отримати вихідну частоту, більшу від вхідної (рис. 6.21).
4. БПЧ із регульованим зсувом між струмом та напругою (зсув моменту зміни характеру стрибків u_2 відносно нуля вихідного струму міняється відповідно до потрібного кута φ_1). У такому БПЧ, звичайно, потрібен датчик нуля вихідного струму.

Кожний із розглянутих типів БПЧ має свої переважні області використання.

БПЧ із природною комутацією доцільні в низькошвидкісних електроприводах великої потужності, для яких потужність двоопераційних тиристорів недостатня, а використання схем штучної комутації здорожує установку, погіршує її масогабаритні показники та знижує надійність.

Компенсовані БПЧ слід використовувати в електроприводах середньої та великої потужності, до яких висувається вимога відсутності споживання реактивної потужності. Крім того, вони є ідеальними для систем автономного електропостачання з синхронним генератором та змінною швидкістю обертання (так звані системи “змінна швидкість – постійна частота”). Проблема забезпечення незмінної частоти струму за змінної швидкості первинного двигуна виникає в бортових системах електропостачання літальних апаратів, автомобілів та інших транспортних засобів, у системах із вітрогенераторами тощо. Відсутність реактивної складової в споживаній потужності дозволяє мінімізувати номінальну потужність синхронного генератора.

БПЧ з інверсією кута зсуву перспективні для асинхронних електроприводів (у тому числі досить високочастотних), оскільки одночасно може виконувати роль генератора реактивної потужності з метою підвищення коефіцієнту потужності системи електропостачання.

БПЧ із регульованим зсувом між струмом та напругою доцільний у системах “змінна швидкість – постійна частота” з асинхронним генератором, оскільки забезпечує ємнісний характер струму, необхідний для самозбудження такого генератора, незалежно від характеру навантаження. Відомо, що асинхронні генератори дешевші, простіші та надійніші за синхронні (особливо на високих швидкостях).

6.8. БПЧ з інверсією кута зсуву

Розглянемо роботу БПЧ із примусовою комутацією та інверсією кута зсуву на прикладі хоча не найкращої, але порівняно простої однофазно-двофазної мостової схеми (рис. 6.22).

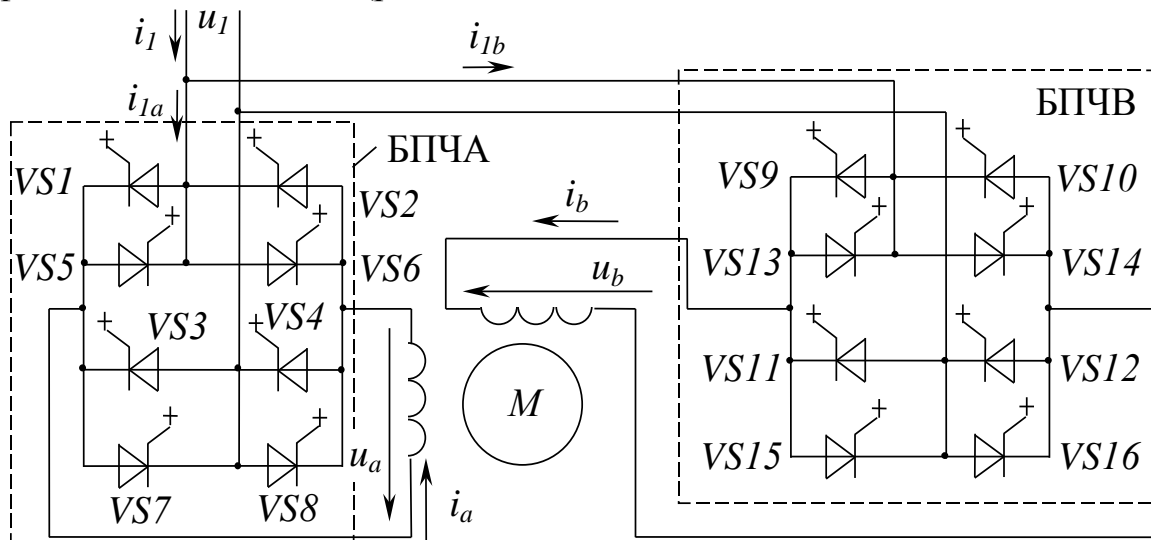


Рис. 6.22. Однофазно-двофазний БПЧ

Кожний із фазних БПЧ має схему, ідентичну схемі рис. 6.1. Фази навантаження БПЧ потенційно відокремлені. Характер навантаження активно-індуктивний (обмотки статора асинхронного двигуна). Для забезпечення симетричної системи вихідних напруг та кругового поля статора двигуна вихідні напруги БПЧ u_a , u_b повинні мати зсув на чверть періоду своєї зміни.

На рис. 6.23 зображені часові діаграми цього БПЧ для випадку $f_2 = f_1/2$. Миттєві вихідні напруги мають характер кривих складеного типу (позитивного при збільшенні U_a, U_b та негативного при їх зменшенні). Реальні вихідні фазні струми i_a, i_b для спрощення аналізу замінені їх першими гармоніками. Вони запізнюються відносно вихідних фазних напруг на кут φ_2 . Вхідні струми i_{1a}, i_{1b} повторюють на міжкомутаційних інтервалах форму вихідних, але знак їх залежить від того, які ключі відкриті. Вхідні струми змінюються не тільки з частотою живильної мережі, а й із вихідною, вдвічі меншою частотою. Це означає,

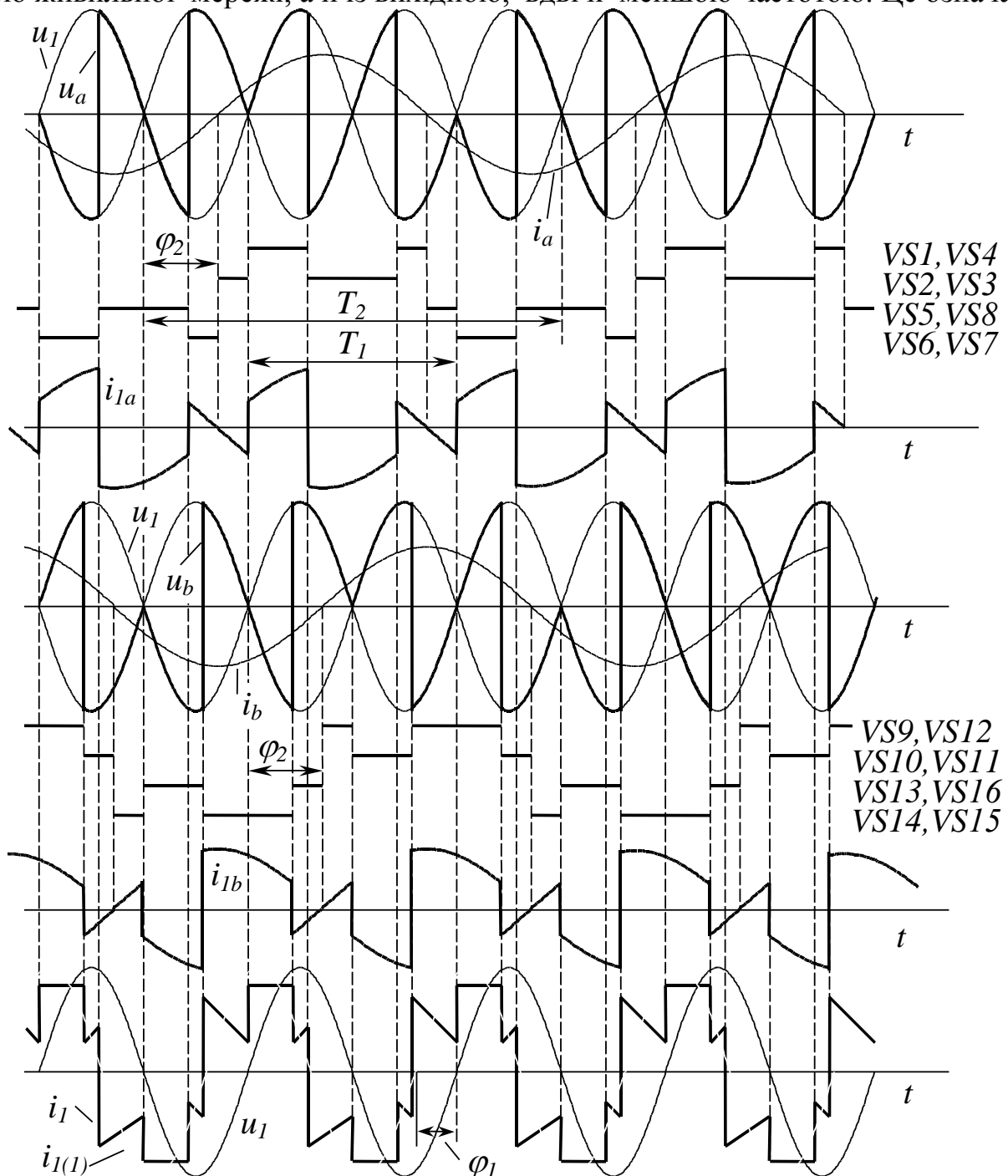


Рис. 6.23. Часові діаграми однофазно-двофазного БПЧ з інверсією кута зсуву ($f_2 = f_1/2$)

що вони мають у своєму складі субгармоніку з частотою f_2 .

Сумарний вхідний струм БПЧ, споживаний їм із мережі, отриманий як алгебраїчна сума $i_1 = i_{1a} + i_{1b}$. Його характер набагато кращий, ніж у струмів i_{1a} , i_{1b} (відсутні коливання з частотою f_2 , а форма ближча до синусоїди). Однак найважливіше те, що його перша гармоніка $i_{1(1)}$ випереджає напругу мережі на кут φ_1 .

Якщо взяти до уваги, що $T_2 = 2T_1$, то можна помітити, що цей кут становить таку ж частину періоду, що й кут φ_2 , тобто $\varphi_1 = -\varphi_2$. Слід зауважити, що такий результат отриманий за досить великих кутів керування, що в БПЧ із природною комутацією неодмінно призвело б до суттєвого зменшення $\cos \varphi_1$.

Таким чином, БПЧ з індуктивним навантаженням для живильної мережі є споживачем ємнісного характеру і може бути використаний, крім свого основного призначення (регулювання швидкості асинхронного двигуна), також для компенсації індуктивних струмів інших споживачів.

6.9. Порівняння та сфери застосування перетворювачів частоти

Перетворювачі частоти в електроприводі змінного струму використовуються з метою досягнення однієї або одразу кількох цілей:

- регулювання швидкості відповідно до вимог технологічного процесу або з метою енергозбереження;
- обмеження пускових струмів та втрат енергії (частотний пуск нерегульованих електроприводів великої потужності або електроприводів із великою частотою пусків);
- отримання швидкостей, недосяжних без редуктора у разі живлення від промислової мережі (нижче 500...600 об/хв та вище 3000 об/хв).

У табл. 6.2 порівнюються перетворювачі частоти за різними критеріями.

Для цього обрані ПЧ із трифазним виходом та живленням від трифазної мережі, здатні забезпечити рекуперацію енергії до мережі змінного струму:

- ПЧ на базі АІС;
- ПЧ на базі АІН з амплітудною модуляцією (є ведений інвертор для рекуперації);
- ПЧ на базі АІН із ШІМ (є ведений інвертор для рекуперації);
- БПЧ із природною комутацією;
- БПЧ зі штучною (примусовою) комутацією.

Для порівняння до табл. 6.2 введений також стовпчик трифазного реверсивного мостового керуваного випрямляча. Позначки в табл. 6.2 означають: “+” – сприятливий рівень критерію, “++” – дуже сприятливий, “–” – несприятливий, “– –” – дуже несприятливий.

Як видно з табл. 6.2, найкращі енергетичні показники мають БПЧ (високий ККД внаслідок одноразового перетворення енергії, сприятливий коефіцієнт потужності завдяки примусовій комутації), найбільшу швидкодію, точність та діапазон регулювання – БПЧ та ПЧ із ШІМ, найвищу досягнули потужність – ПЧ з АІС та БПЧ.

Порівняння перетворювачів частоти

Критерій	ПЧ-АІС	ПЧ-АІН (АМ)	ПЧ-АІН (ШІМ)	БПЧ (ПК)	БПЧ (ШК)	РКВ
Кількість керованих ключів	12	18	12	18...32	18...32	12
Кількість одночасно відкритих ключів	4	6	6	3 або 6	3 або 6	2
Складність системи керування	–	–	+	–	–	+
Діапазон регулювання	–	–	++	++	++	++
Можливість досягнення високих частот вихідного струму	++	++	+	–	+	
Можливість досягнення низьких частот вихідного струму	–	–	++	++	++	
ККД	–	–	–	+	+	+
Коефіцієнт потужності	--	–	+	--	++	–
Форма вихідного струму (напруги)	–	–	++	+	+	–
Форма споживаного струму	–	–	++	--	–	–
Швидкодія	–	–	++	+	+	+
Надійність силової частини	–	–	+	++	++	–
Габарити	+	–	+	++	++	+
Можливість одночасного живлення кількох двигунів	–	+	+	+	+	+
Умови запуску	–	+	+	+	+	+
Досяжний діапазон потужностей (МВт)	0,2...100	0,02...1	0...1	до 40	?	до 6
Вартість (% від РКВ)	100	170	150	150	>150	100

Перетворювачі частоти є дуже перспективними майже в усіх сферах застосування. За багатьма показниками той чи інший ПЧ кращий за реверсивний випрямляч. Подальший розвиток ПЧ стримується поки що недостатньою потужністю цілком керованих ключів, не завжди високим коефіцієнтом потужності, складністю та досить високою вартістю. Проте швидке здешевлення двоопераційних тиристорів та *IGBT*-транзисторів з урахуванням простоти, низької вартості та високої надійності двигунів змінного струму робить заміну електроприводів постійного струму на частотно-керовані електроприводи лише питанням часу.

Уже зараз у діапазоні малих потужностей ПЧ із ШІМ є більш економічними порівняно з випрямлячами. БПЧ із примусовою комутацією з їх унікальною можливістю керування коефіцієнтом потужності можуть стати перетворювачами майбутнього для електроприводів великої потужності, енергетичні показники яких часто визначають режим роботи живильної мережі. ПЧ використовують у таких системах електропривода, як частотно-керований електропривод з асинхронним, синхронним та вентильним двигуном, асинхронно-вентильні каскади, машина подвійного живлення.

У табл. 6.3 зведені раціональні сфери застосування електроприводів із ПЧ, в яких їхні переваги виявляються найбільш виразно.

БПЧ зі штучною комутацією зараз перебувають ще в стадії експериментальних робіт, тому їх сфера застосування з'ясована не остаточно.

Таблиця 6.3

Сфери застосування електроприводів із ПЧ

Тип ПЧ	Особливості режиму та переважні вимоги	Сфера застосування
ПЧ-АІС	Незмінне навантаження; висока швидкість; низький $\cos \varphi_n$; часті пуски; середня та велика потужність; індивідуальний привод; потреба в рекуперації; неглибоке регулювання швидкості; невисока швидкодія	Пуск потужних синхронних двигунів; потужні насоси, компресори, вентилятори; центрифуги; безперервні прокатні стани; стрічкові конвеєри; мішалки
ПЧ-АІН (АМ)	Висока швидкість; рекуперація не потрібна; неглибоке регулювання швидкості; низький $\cos \varphi_n$; невисока швидкодія	Транспорт; групові приводи з живленням від спільного АІН; високошвидкісні електрошпинделі; допоміжні механізми
ПЧ-АІН (ШІМ)	Великі точність, діапазон регулювання та швидкодія; живлення від мережі постійного струму; мала та середня потужність	Технологічно пов'язані механізми; верстати з ЧПК; роботи; підйомні крани; насоси, компресори, вентилятори; електроприводи, які живляться від мережі постійного струму або акумуляторів
БПЧ (ПК)	Низька швидкість; великі точність та діапазон регулювання; велика потужність; потреба в рекуперації	Низькошвидкісні млини; шахтні підйомні машини; головні приводи реверсивних прокатних станів; рольганги; тепловози; крани; гребні гвинти суден; потужні поршневі компресори.
БПЧ (ШК)	Велика потужність; особливі вимоги до енергетичних показників; потреба в рекуперації	Компенсація реактивної потужності; автономні установки

Контрольні запитання

1. Зі скількох півхвиль вхідної напруги частотою 50 Гц повинна складатись півхвиля вихідної напруги трифазно-трифазного мостового БПЧ, щоб вихідна частота дорівнювала 10 Гц?
2. Чи можна в схемі рис. 6.3, якщо модуляція прямокутна, отримати вихідну частоту, вдвічі меншу вхідної?
3. Чому коефіцієнт потужності БПЧ із прямокутною модуляцією вищий, ніж із синусоїдальною?
4. До якої форми наближається вихідний струм БПЧ із синусоїдальною модуляцією зі зменшенням його вихідної частоти?
5. У чому переваги БПЧ перед інверторними ПЧ з амплітудною модуляцією?

6. Для чого кожна фаза навантаження БПЧ з'єднана з кожною фазою живильної мережі через зустрічно-паралельну пару ключів?
7. До складу якого БПЧ входить більше тиристорів: трифазно-трифазного нульового або однофазно-трифазного мостового?
8. Коли ЛПП перемикає керуючі сигнали з одного вентильного комплексу БПЧ на інший: у момент зміни знаку миттєвої вихідної напруги або миттєвого вихідного струму?
9. Чи можлива ситуація, коли один і той самий тиристор відкривається кілька разів протягом одного півперіоду вихідної напруги БПЧ із природною комутацією?

Відповіді:

1: з тринадцяти; 2: ні; 3: тому що за прямокутної модуляції середній за період вихідної напруги кут керування менший; 4: до синусоїди; 5: відсутні силові фільтри, більший ККД, краща форма вихідного струму, простота рекуперації; 6: щоб забезпечити можливість зміни знаку вихідних напруги та струму; 7: трифазно-трифазного нульового; 8: у момент зміни знаку миттєвого вихідного струму; 9: так (див. рис. 6.9).

Вправи

1. Накресліть часові діаграми вихідної напруги однофазно-однофазного мостового БПЧ із прямокутною модуляцією для випадку, коли вихідна частота дорівнює 10 Гц, а кут керування 60° (частота живильної мережі 50 Гц).
2. Накресліть схему трифазно-трифазного мостового БПЧ із потенціально відокремленими фазами навантаження.
3. Запишіть логічні рівняння, за допомогою яких можна з сигналів кільцевого розподільника рис. 3.26 сформувані сигнали $u_{a+}, u_{a-}, u_{b+}, u_{b-}, u_{c+}, u_{c-}$ системи керування рис. 6.13. (Відповідь: $u_{a+} = Q_1$; $u_{b+} = Q_3$; $u_{c+} = \bar{Q}_2$; $u_{a-} = \bar{u}_{a+}$; $u_{b-} = \bar{u}_{b+}$; $u_{c-} = \bar{u}_{c+}$).
4. Запишіть логічні рівняння, за допомогою яких формують сигнали керування ключами $VS9$ та $VS18$ у схемі рис. 6.13. (Відповідь: $u_{VS9} = u_{c+} \cdot u_{b+} \cdot u_{ГЗ1}$; $u_{VS18} = u_{c-} \cdot u_{c-} \cdot u_{ГЗ1}$).

Висновки

У результаті опрацювання даного розділу студент повинен:

знати:

- силові схеми основних різновидів БПЧ з однофазним та трифазним виходом;
- принцип дії та структуру систем керування БПЧ із природною комутацією;
- принципи формування вихідної напруги БПЧ із примусовою комутацією;
- сфери застосування БПЧ;

уміти:

- розрахувати коефіцієнт потужності БПЧ;
- вибрати силові ключі БПЧ.

РОЗДІЛ 7. ІМПУЛЬСНІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Навчальні цілі: вивчити схемотехніку DC-DC-перетворювачів, джерел безперерійного живлення та перетворювачів із м'якою комутацією

7.1. Імпульсні джерела живлення постійного струму

Імпульсні джерела живлення використовуються для живлення низьковольтних споживачів постійного струму, коли наявні первісні джерела не в змозі забезпечити їх живлення електроенергією з потрібними параметрами та якістю. Такі ситуації виникають найчастіше, коли первісними джерелами є некеровані джерела постійного струму (випрямляч, акумулятор, контактна мережа тощо), а споживачами – електронні вузли на інтегральних мікросхемах, які потребують звичайно кількох рівнів напруги з високими вимогами до її стабільності. Це характерно для пристроїв побутової електротехніки, радіотехніки та засобів зв'язку (від телевізорів та відеомагнітофонів до мобільних телефонів та відеокамер), автомобільної та авіаційної електроніки, електронних лічильників електроенергії, персональних комп'ютерів, засобів автоматизації, драйверів силових ключів.

Особливості сучасних імпульсних джерел живлення (ІДЖ):

- використання ключових схем перетворення енергії (звичайно з ШІМ) на *MOSFET* та *IGBT*-транзисторах із високою частотою комутації (до 1 МГц у малопотужних ІДЖ);
- наявність регулятора вихідної напруги з метою її стабілізації;
- високий ККД, малі габарити та маса як наслідок високої частоти перемикань;
- збільшена до 20...30 мс тривалість утримання напруги після раптової втрати живлення (причина – наявність конденсатора великої ємності);
- наявність на ринку мікросхем, у яких реалізовані або ІДЖ у цілому (звісно, без силових фільтрів та трансформаторів), або лише системи керування силовими схемами таких джерел (драйвери).

Розрізняють ІДЖ із гальванічною розв'язкою первинних та вторинних кіл (звичайно трансформаторною), а також без розв'язки. Крім того, конфігурація силових схем ІДЖ залежить від співвідношення рівнів вхідної та вихідної напруги.

Міжнародна назва подібних перетворювачів – *DC-DC* перетворювачі (тобто перетворювачі постійного струму на постійний).

Якщо потрібна напруга менша від наявної (вхідної), а гальванічна розв'язка не потрібна, використовують схему послідовного переривника (чоп-пера), розглянуту в п. 2.1. Єдиною відміною буде вмикання паралельно з навантаженням конденсатора для згладжування пульсацій вихідної напруги.

Для отримання напруги, більшої від вхідної, широкого застосування в ІДЖ набула схема підвищувального переривника (рис. 2.9).

Слід зауважити, що в обох схемах (рис. 2.1 та рис. 2.9) вхідна та вихідна напруги мають спільну точку та однакову полярність відносно неї. Іноді для живлення мікросхем потрібна напруга обох полярностей. Цю проблему здатна вирішити схема, зображена на рис. 7.1.

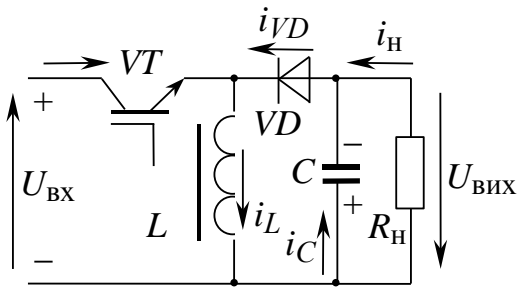


Рис. 7.1. Інвертувальний переривник

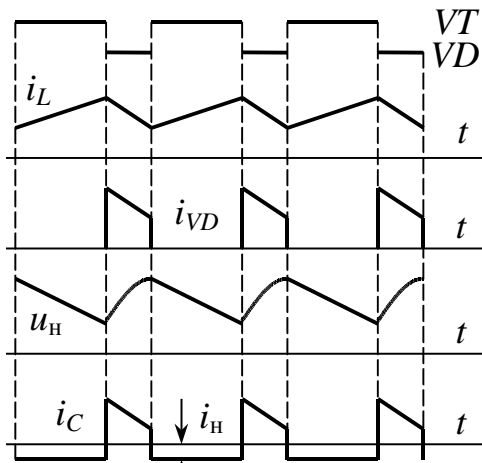


Рис. 7.2. Процеси в інвертувальному переривнику

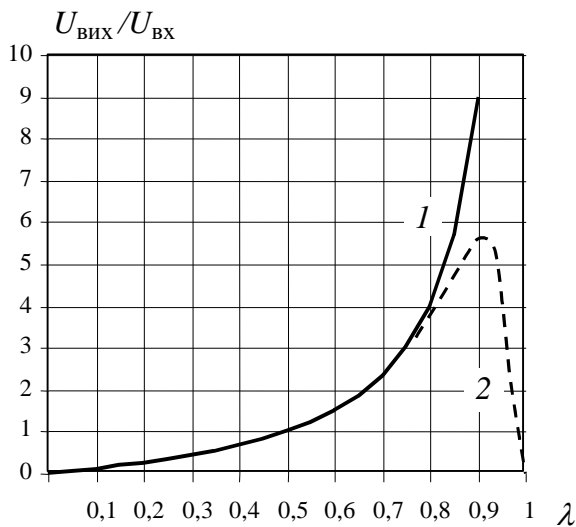


Рис. 7.3. Регульовальна характеристика інвертувального переривника

Якщо потрібна розв'язка вторинного кола перетворювача із первинним, використовують схеми з проміжною ланкою змінного струму, до складу яких входить трансформатор. Подібні схеми бувають однокітні та двокітні. Однокітні поділяють на прямоходові (*forward*) та зворотноходові (*fly-back*). У пря-

На відміну від попередніх схем її вихідна напруга може бути як більшою, так і меншою від вхідної. Коли відкритий транзистор, триває інтервал накопичення енергії в дроселі в процесі зростання струму (рис. 7.2). Після закриття ключа струм дроселя протікає через діод та конденсатор, заряджаючи останній із полярністю, позначеною на схемі. За відносної тривалості відкритого стану транзистора $\lambda < 0,5$ від джерела до дроселя передається недостатня кількість енергії, і вихідна напруга схеми менша вхідної. Навпаки, коли $\lambda > 0,5$, вихідна напруга перевищує вхідну. Рівняння регульовальної характеристики отримаємо так само, як і для попередньої схеми. Прирости струму на першому та другому інтервалах відповідно:

$$\Delta i_L = \frac{U_{BX} t_1}{L};$$

$$\Delta i_L = \frac{U_{BVIK} t_2}{L}.$$

Прирівнявши обидва вирази, матимемо:

$$U_{BVIK} = \frac{U_{BX} \lambda}{1 - \lambda}, \quad (7.1)$$

Вид регульовальної характеристики подано на рис. 7.3 (лінія 1 – ідеальна, 2 – з урахуванням активних опорів).

Хоча схема і має можливість змінювати рівень вихідної напруги, вона звичайно використовується лише для отримання напруги протилежної полярності, а $\lambda=0,5$.

Недоліками інвертувального переривника є нелінійність регульовальної характеристики та чутливість до величини індуктивності дроселя. Її відхилення від оптимальної в будь-який бік призводить до зміни режиму роботи схеми, збільшення втрат у ключах та їх перегрівання.

моховодових енергія від джерела постійного струму передається до виходу на інтервалі відкритого стану транзистора, у зворотноходових – на інтервалі його закритого стану.

Трансформатор у прямоходовій схемі (рис. 7.4,а) має дві вторинних обмотки: основну (від якої живиться навантаження) і додаткову (розрядну), призначену для запобігання перенапруг після закривання ключа. Основних вторинних обмоток може бути декілька, якщо потрібно отримати кілька джерел постійного струму з різними рівнями та знаками напруги.

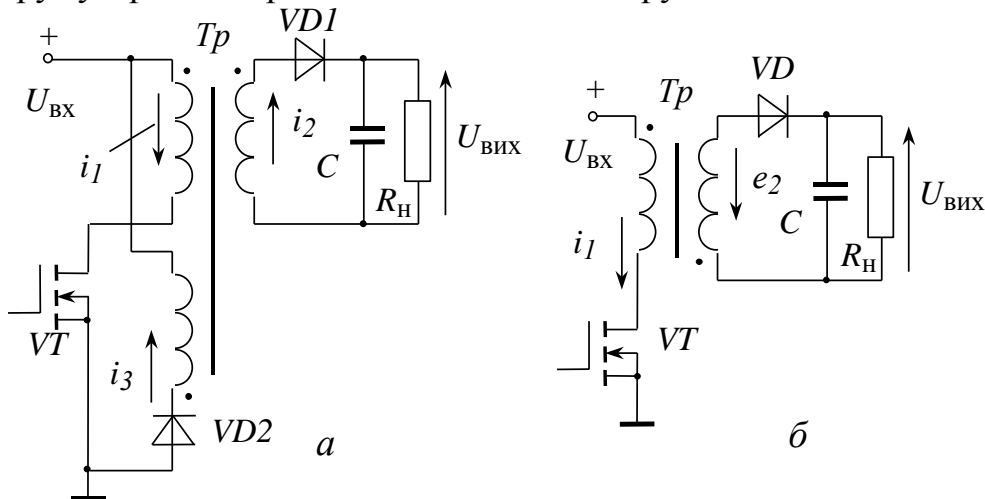


Рис. 7.4. Однотактні DC-DC перетворювачі з ланкою змінного струму (а – прямоходовий; б – зворотноходовий)

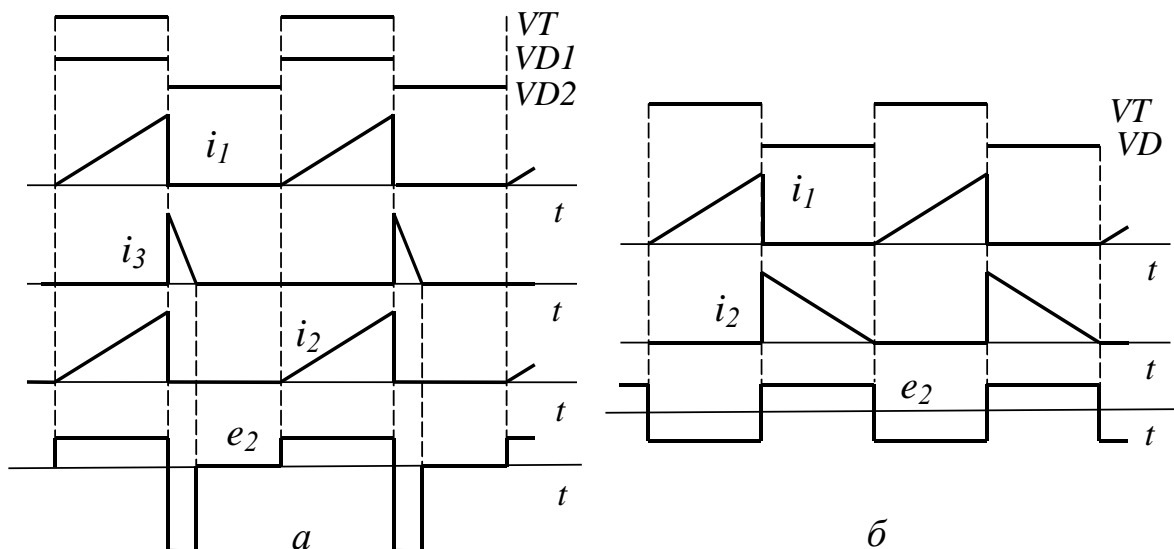


Рис. 7.5. Процеси в однотактних перетворювачах із ланкою змінного струму

Коли транзистор відкритий, струм від джерела постійної напруги протікає через первинну обмотку та ключ (i_1 на рис. 7.4). Похідна первинного струму (за умови нехтування активним опором обмоток) визначається лише входною напругою та індуктивністю первинної обмотки:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_1}.$$

Тому струм змінюється практично лінійно. На цьому інтервалі в основній вторинній обмотці наводиться ЕРС

$$e_2 = -M \frac{di_1}{dt} = -\frac{M}{L_1} U_{\text{вх}}$$

та протікає струм i_2 через діод $VD1$ та навантаження.

Після закривання транзистора струм у первинній обмотці швидко знижується. Завдяки цьому у допоміжній вторинній наводиться ЕРС, яка викликає струм (i_3), що протікає діодом $VD2$ та джерелом вхідної напруги. Таким чином енергія, накопичена в електромагнітному полі трансформатора, розряджається, і перенапруги у первинній обмотці та на закритому транзисторі не виникають. Напруга до навантаження прикладається лише на інтервалі, коли відкритий транзистор. Змінюючи тривалість цього інтервалу, можна змінювати і середнє значення вихідної напруги. Недоліком прямоходових схем є ускладнена конструкція трансформатора.

Спростити трансформатор можна, якщо передавати енергію від входу до навантаження на інтервалі закритого стану ключа. У зворотногоходовій схемі рис. 7.4,б після відкриття транзистора збільшення струму у первинній обмотці наводить ЕРС у вторинній обмотці з полярністю, вказаною на схемі (фазування вторинної обмотки зворотне порівняно з прямоходовою схемою). Діод закритий і енергія, накопичуючись у вигляді магнітного поля, до виходу не передається. Лише після закриття транзистора, коли первинний струм швидко знижується,

вторинна ЕРС змінює знак, відкриває діод, і навантаження отримує енергію, накопичену на попередньому інтервалі. Оскільки енергія електромагнітного поля після закриття транзистора має змогу перетворитися на електричну енергію, що передається до навантаження, перенапруги у первинній обмотці не виникають, і потреба у зворотному діоді відсутня. Середній струм навантаження [30]

$$I_{\text{н}} = \frac{\lambda(1-\lambda)U_{\text{вх}}}{2Lf k},$$

де L – індуктивність первинної обмотки; f – частота перемикання ключа, Гц; k – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Звідси видно, що вихідні струм та напруга будуть максимальними, коли $\lambda=0,5$. Обидві одноконтні схеми рис. 7.4 мають спільний недолік: магнітний потік трансформатора внаслідок однополярного струму в обмотках має постійну складову, яка призводить до насичення магнітопроводу та погіршення масогабаритних показників. За потужностей, більших 200 Вт, або жорстких вимогах до габаритів використовують двоконтні схеми, в яких енергія передається до виходу на обох півперіодах. Усі вони відносяться до прямоходових. Ключові перетворювачі в них є фактично автономними інверторами напруги.

Одна з них (т.з. пушпульна) зображена на рис. 7.6. Транзистори $VT1$ та $VT2$ утворюють перетворювач постійної напруги на змінну, діоди $VD3$ та $VD4$ –

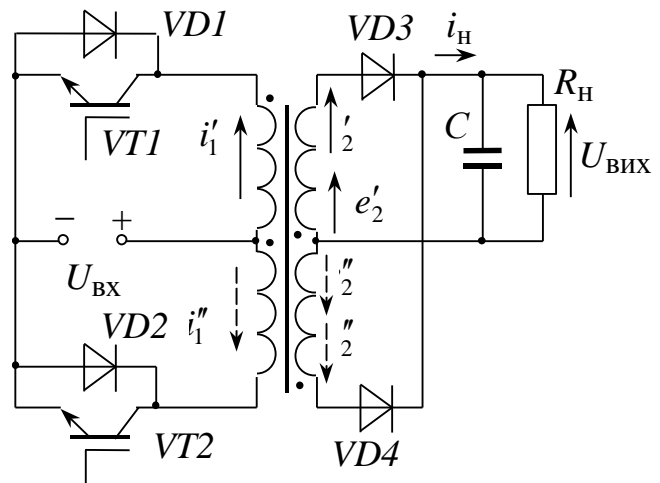


Рис. 7.6. Двоконтний перетворювач (*push-pull*) зі спільною точкою

двопівперіодний випрямляч із нульовою точкою. Транзистори працюють у протифазі. Тривалість t_1 відкритого стану транзисторів (рис. 7.7) менша від половини періоду T . Коли відкритий $VT1$, струм від джерела вхідної напруги тече верхньою первинною півобмоткою, як зазначено на рис. 7.6,а.

Унаслідок цього у верхній вторинній півобмотці наводиться ЕРС e'_2 , яка через діод $VD3$ прикладається до навантаження. На наступному півперіоді відкритий транзистор $VT2$, і струм i''_1 , який протікає нижньою первинною обмоткою, індукує ЕРС e''_2 , яка через діод $VD4$ прикладається до навантаження. У результаті на навантаженні завжди присутня напруга від однієї з півобмоток трансформатора (рис. 7.7.). Зворотні діоди $VD1$ та $VD2$ запобігають перенапругам після закриття транзисторів. Так, після закриття $VT1$ енергія, накопичена в електромагнітному полі, викликає появу негативного струму i''_1 у нижній первинній півобмотці, який протікає джерелом вхідної напруги та діодом $VD2$. Аналогічні функції виконує діод $VD1$ після закриття $VT2$. Змінюючи відносну тривалість відкритого стану ключів $\lambda = t_1/T$, можна регулювати рівень вихідної напруги схеми:

$$U_{\text{вих}} = 2\lambda k U_{\text{вх}}.$$

Двотактна півмостова схема (рис. 7.8) цілком ідентична схемі рис. 2.16 і відрізняється лише наявністю вихідного трансформатора. Трансформатор у ній порівняно зі схемою рис. 7.6 більш простий, оскільки виведення середньої точки первинної обмотки не потрібне. Завдяки по черговому вмиканню транзисторів до первинної обмотки прикладається знакозмінна напруга u_1 від конденсаторів $C1$ та $C2$. Знакозмінний струм цієї обмотки наводить у вторинних півобмотках електрорушійну силу e_2 , яка по черзі відкриває діоди вихідного випрямляча.

На відміну від попередньої схеми, вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \lambda k U_{\text{вх}},$$

оскільки до первинної обмотки прикладається на вся вхідна напруга, а лише її половина.

Подібні схеми використовують за потужності 200...700 Вт.

Мостовий перетворювач (рис. 7.9) відрізняється тим, що завдяки наявності чотирьох транзисторів до первинної обмотки прикладається повна вхідна напруга. Тому вихідна напруга $U_{\text{вих}} = 2\lambda k U_{\text{вх}}$. Конденсатор $C1$ запобігає появі постійної складової первинного струму та насиченню осердя трансформатора, які можуть виникнути внаслідок несиметрії перемикачів діагоналей моста.

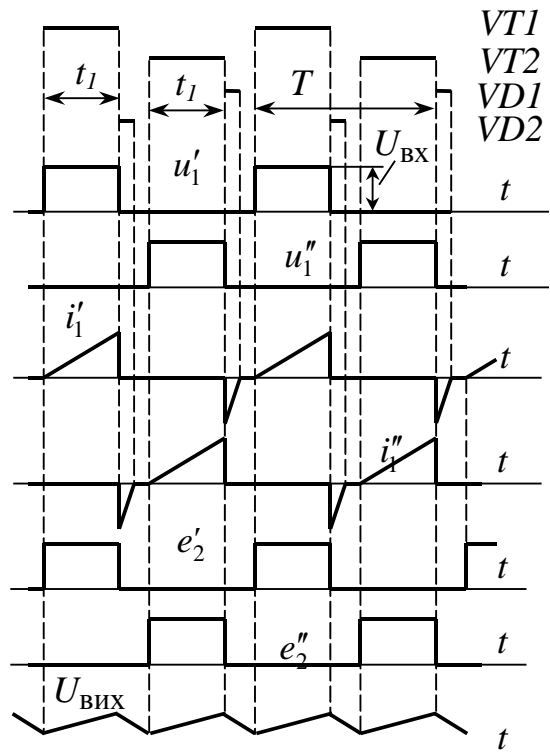


Рис. 7.7. Процеси у двотактному перетворювачі

У низьковольтних (до кількох вольтів) $DC-DC$ перетворювачах спад напруги у відкритому діоді (0,4...1 В) можна порівняти з вихідною напругою. Це призводить до зростання втрат і тепловиділення та зменшення ККД схеми. Тому в подібних випадках замість діодів використовують транзистори (біполярні та польові). Приклад схеми знижувального переривника з допоміжним (синхронним) транзистором $VT2$ наведений на рис. 7.10.

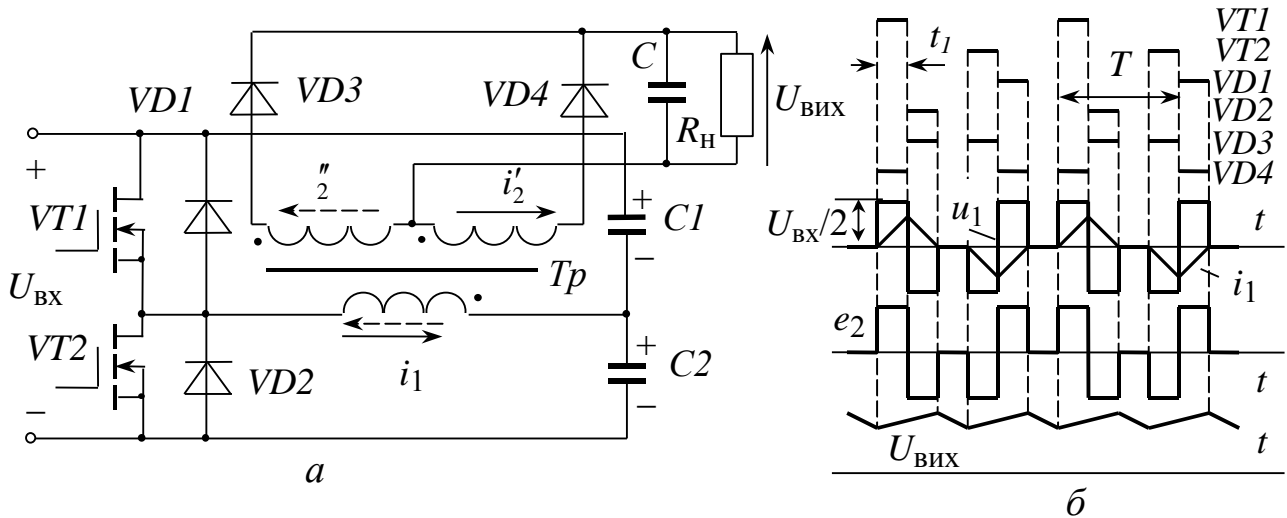


Рис. 7.8. Двотактний півмостовий перетворювач

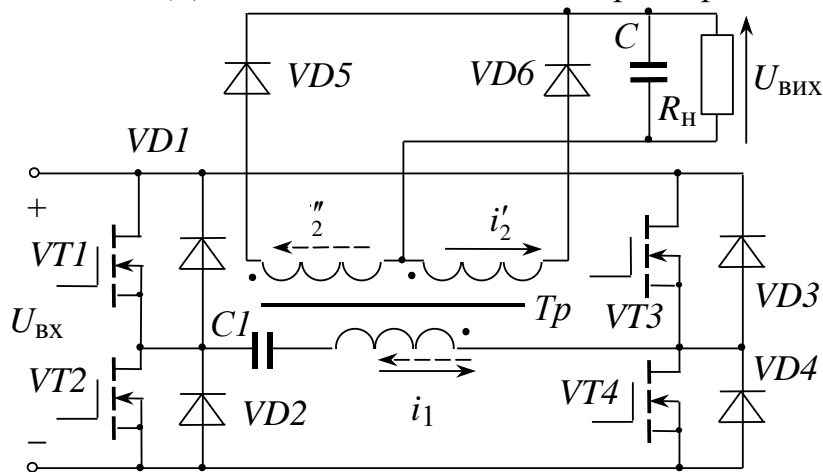


Рис. 7.9. Мостовий двотактний перетворювач

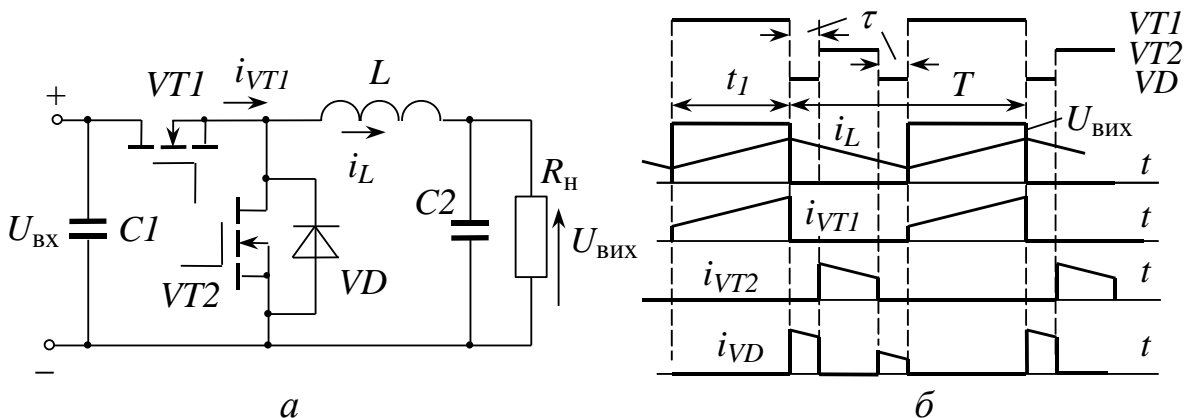


Рис. 7.10. Переривник із синхронним транзистором

Допоміжний транзистор працює у протифазі з основним $VT1$, однак для запобігання короткого замикання джерела через обидва транзистори між інтер-

валами їх роботи передбачена пауза τ (мертвий час). Протягом цієї паузи відкритий зворотний діод VD (його роль може виконувати внутрішній паразитний діод $MOSFET$ -транзистора або окремих діод Шотки). Напряга та струм синхронного транзистора мають протилежний знак порівняно зі звичайною схемою вмикання, однак завдяки цьому спад напруги в ньому ще менший.

Синхронні транзистори використовують із тією ж метою також і у вихідних випрямлячах ІДЖ (рис. 7.11). Коли первинний струм трансформатора протікає так, як зазначено на рис. 7.11, у вторинних півобмотках наводяться ЕРС із полярністю, показаною на схемі. Негативний потенціал із нижньої півобмотки відкриває транзистор $VT1$, внаслідок чого ЕРС верхньої півобмотки подається до навантаження. За іншої полярності первинного струму відкритий транзистор $VT2$.

Стабільність вихідної напруги ІДЖ при коливаннях навантаження та напруги живлення забезпечується за допомогою зворотного зв'язку за напругою. На рис. 7.12 наведено приклад стабілізованого однопольного двополярного ІДЖ (імпульсного стабілізатора напруги). На ньому позначено: ПР – потенціальна розв'язка (оптронна), РН – пропорційно-інтегральний регулятор напруги, ШІМ – широтно-імпульсний модулятор (подібний до розглянутого в п. 2.5), U_3 – задавальна напруга (пропорційна бажаній вихідній напрузі), U_{33} – напруга зворотного зв'язку (пропорційна поточній вихідній напрузі ІДЖ).

Якщо вихідна напруга менша від бажаної, на вході регулятора напруги з'являється неузгодження (різниця між U_3 та U_{33}), його вихідна напруга U_K збільшується, що за допомогою широтно-імпульсного модулятора призводить до збільшення шпаруватості роботи ключа та рівня вихідної напруги ІДЖ.

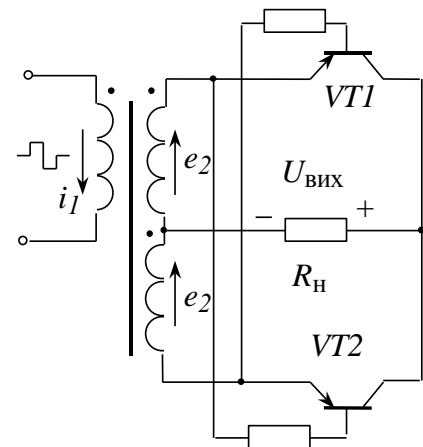


Рис. 7.11. Синхронний випрямляч

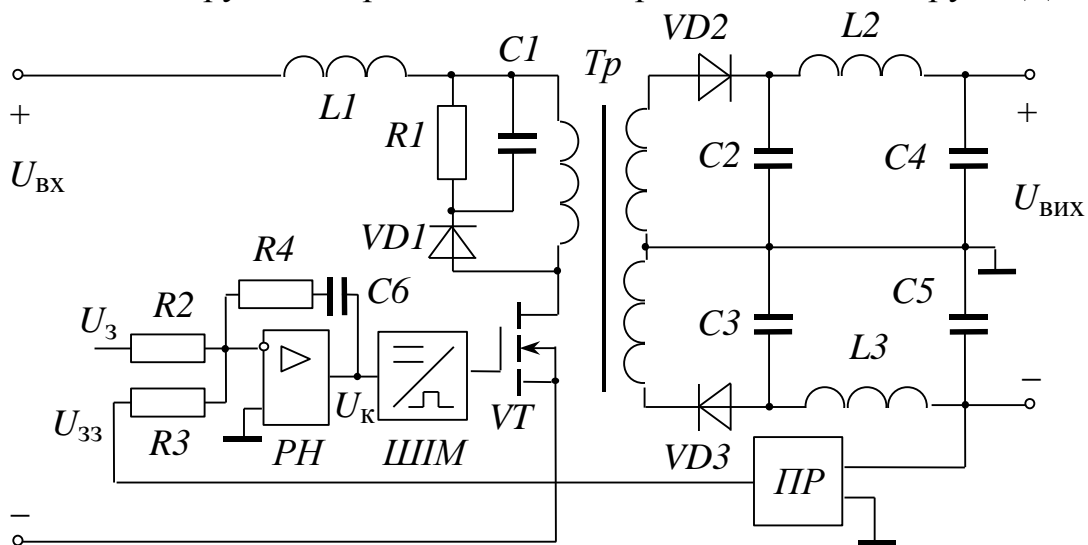


Рис. 7.12. Стабілізоване ІДЖ

$DC-DC$ -перетворювачі випускають серійно у великому діапазоні вихідної потужності (від частки вата до кількох кіловатів), вхідної та вихідної напруги

ги (1...300 В). Залежно від потужності вони можуть бути реалізовані у вигляді як мікросхеми для монтажу на платі, так і окремого блоку.

До складу мікросхем можуть входити:

- силові ключі, драйвери та система керування (для малопотужних джерел);
- драйвери та система керування (для більш потужних).

Окрім основних функцій стабілізації та керування ключами, в них передбачені захисти від короткого замикання та перегрівання, засоби для придушення шуму та радіозавад.

7.2. Джерела безперебійного живлення

Джерела безперебійного живлення (ДБЖ) призначені для електропостачання відповідальних споживачів, порушення роботи яких може призвести до значних матеріальних втрат (комп'ютери, мережне та телекомунікаційне обладнання, радіостанції, системи сигналізації та безпеки, аварійне освітлення, системи власних потреб електростанцій, системи автоматизації деяких технологічних процесів у металургії, нафтовій та газовій промисловості тощо). У разі виникнення проблем із електропостачанням вони забезпечують живлення навантаження протягом певного часу від резервного джерела (акумуляторних батарей).

ДБЖ класифікують за наступними ознаками.

1. Потужність:

- малопотужні (0,25...3 кВА);
- середньої потужності (3...40 кВА);
- потужні (до 800 кВА).

2. Принцип дії:

- пасивного типу, інші назви: резервні, *Standby*, *Off-line* (поза лінією);
- активного типу, або *On-line* (на лінії);
- лінійно-інтерактивні (*Line-interactive*).

3. Форма вихідної напруги:

- синусоїдальна;
- ступінчаста (з різним ступенем наближення до синусоїди).

Найбільш поширеними є два різновиди: пасивні та активні.

Найдосконалішим є активне ДБЖ із подвійним перетворенням енергії, узагальнена структура якого наведена на рис. 7.13. Воно складається з випрямляча В із коректором коефіцієнту потужності ККП, автономного інвертора напруги АІН, акумуляторної батареї АКБ, статичного СБ та ручного РБ байпасів (обхідних кіл живлення), синусного фільтра Ф. Фактично подібне ДБЖ є перетворювачем частоти з ланкою постійного струму та незмінною вихідною частотою. Схема може працювати в таких режимах:

- режим подвійного перетворення (навантаження Н живиться від мережі через випрямляч та інвертор, акумулятор підзаряджається від кола постійного струму);

- автономний режим (за відсутності або за недостатнього рівня напруги мережі живлення відбувається від попередньо зарядженого акумулятора через інвертор);
- режим байпасу (у разі виходу з ладу елементів прямого кола живлення або їх перевантаження автоматично вмикається статичний байпас, під час ремонту або регламентних робіт використовують ручний байпас, які подають до навантаження напругу мережі);
- зарядний режим (якщо навантаження вимкнено і наявна напруга в мережі, акумулятор заряджається через випрямляч).

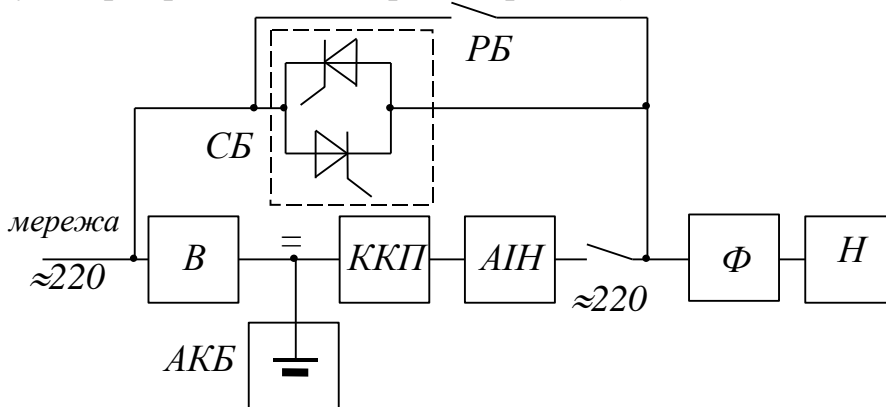


Рис. 7.13. Структура ДБЖ із подвійним перетворенням

Випрямляч має бути розрахованим на повну потужність навантаження. Коректор коефіцієнту потужності стабілізує напругу ланки постійного струму та забезпечує синусоїдальність струму, споживаного ДБЖ із мережі. Інвертор – із синусоїдальною ШІМ. Фільтр придушує вищі гармоніки вихідної напруги інвертора. Статичний (тиристорний) байпас здатний перемикнути живлення в нуль струму (це забезпечує відсутність перенапруг під час перемикування). У малопотужних ДБЖ байпас може не використовуватися. За потужностей до 10 кВА знайшли застосування лише схеми з однофазним входом та однофазним виходом. За більших потужностей для вирівнювання навантаження фаз мережі доцільне використання трифазних схем. У потужних ДБЖ для поліпшення форми вхідного струму можуть використовуватися 12-пульсні діодні, а також активні випрямлячі.

На рис. 7.14 поданий приклад силової схеми ДБЖ із подвійним перетворенням.

До входу схеми подається напруга мережі (клеми L та N). До клем $+120$ В та -120 В підключений акумулятор. Діоди $VD1$ та $VD2$ утворюють двопульсний випрямляч, дроселі $L1, L2$ з ключами $Q1, Q2$ – підвищувальні переривники, які виконують функції коректора коефіцієнту потужності та стабілізатора напруги (п. 5.3). Ланка постійного струму – зі спільною точкою. На позитивному півперіоді вхідної напруги працює верхня половина схеми, заряджаючи конденсатор $C1$ до напруги $+400$ В, на негативному – нижня, яка заряджає конденсатор $C2$ до напруги -400 В. Півмостовий інвертор із ШІМ на ключах $Q3, Q4$ (частота модуляції 20 кГц) перетворює постійну напругу на знакозмінну частоти 50 Гц (схема такого роду найбільш поширена в ДБЖ). Дросель $L3$ та конденсатор $C3$ утворюють вихідний синусний фільтр. Ключі $Q5, Q6$ – допоміжні.

Вони відкриті в нормальному режимі та закриті після виникнення несправності ДБЖ (це відключає інвертор від других паралельно ввімкнених інверторів, які працюють на спільне навантаження). Перемикач *K1* подає живлення до верхньої частини схеми від мережі (положення 1) або акумулятора (положення 2), *K2*, *K3* – так само до нижньої частини.

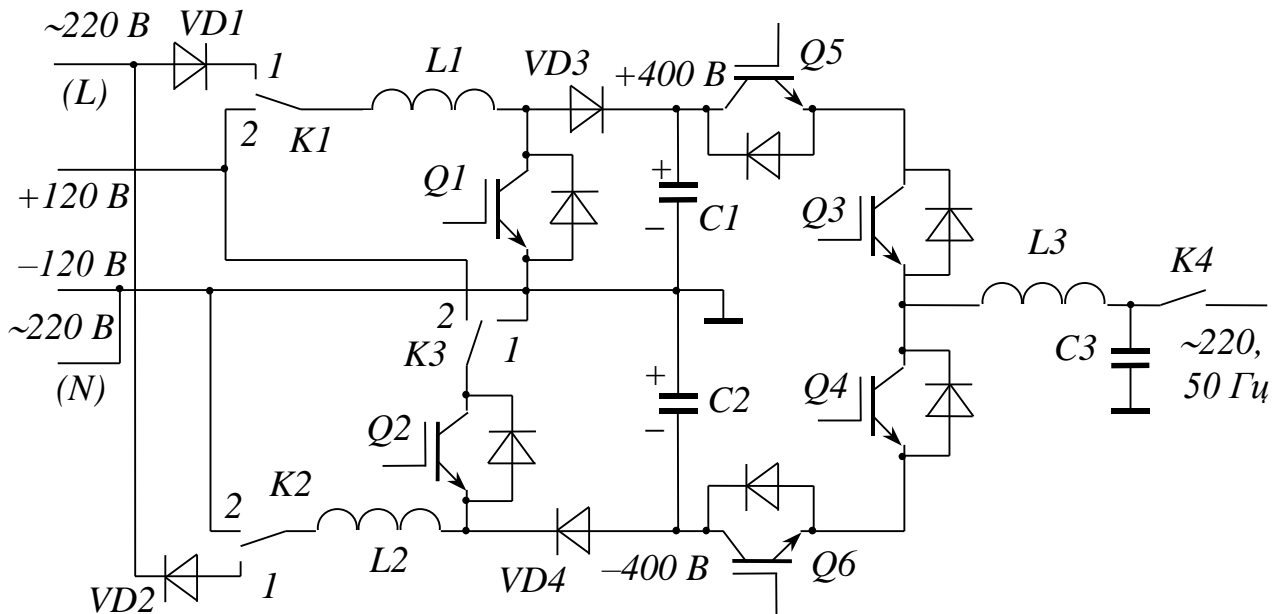


Рис. 7.14. Силова схема ДБЖ із подвійним перетворенням

Переваги ДБЖ із подвійним перетворенням:

- нечутливість до частоти живильної мережі;
- найкраща форма та найвища якість стабілізації вихідної напруги;
- на навантаження не впливають високочастотні завади та перенапруги з боку мережі;
- можливість нарощування потужності та гарячого резервування шляхом паралельного з'єднання ДБЖ;
- миттєве перемикання на батарейне живлення та назад.

Недоліки:

- складність та велика вартість;
- порівняно малий ККД внаслідок подвійного (і навіть потрійного за наявності ККП) перетворення енергії (не вище 93%).

Значно більший ККД (до 97%) мають активні ДБЖ із дельта-перетворенням, у яких живлення відбувається через спеціальний трансформатор. Подвійному перетворенню в них піддається лише частина потужності (до 20%). ПЧ у таких джерелах – чотириквadrантні з активним вхідним випрямлячем. Залежно від знаку відхилення напруги в мережі ПЧ передає до вольтодатної обмотки напругу, пропорційну відхиленню напруги мережі від заданої, але зі зворотним знаком. Проте переваги таких схем помітні лише за достатньо непоганої якості напруги в мережі.

Пасивні ДБЖ (рис. 7.15) набагато простіші та дешевші порівняно з активними. Вони випускаються на потужність до 1,25 кВА. У нормальному режимі навантаження живиться від мережі через фільтр, а акумулятор підзаряд-

джається через випрямляч. Їхній ККД завдяки цьому найвищий (до 98...99%). Лише у разі зникнення напруги мережі або його виходу за допустимі межі навантаження перемикається на живлення від акумулятора через АІН. Проте в таких ДБЖ відсутня стабілізація вихідної напруги, на навантаження можуть впливати перенапруги з боку мережі, мають місце паузи живлення (2...20 мс) під час перемикавання від одного режиму до іншого, часті перемикавання на батарейне живлення, форма напруги АІН із метою його спрощення та здешевлення часто прямокутна. Використовують такі схеми для живлення малопотужних менш відповідальних споживачів (окремі комп'ютери, робочі станції, офісне периферійне обладнання тощо).

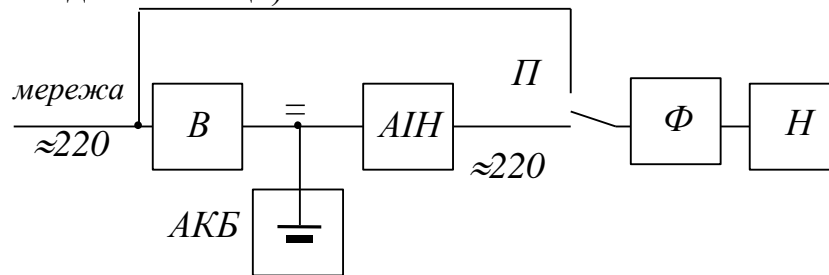


Рис. 7.15. Пасивне ДБЖ

7.3. Квазірезонансні перетворювачі з м'якою комутацією

Розглядаючи процес комутації цілком керованих ключів, ми звичайно вважали його миттєвим, а характер зміни струму ключа та напруги на ньому – стрибкоподібним. Насправді ж як для їх відкривання, так і для закривання потрібен певний час. На початку відкривання ключа (одразу після отримання керуючого імпульсу) до нього прикладена напруга джерела живлення, а прямий струм швидко зростає внаслідок короткого замикання через ще відкритий зворотний діод (п. 1.2). Після зняття керуючого імпульсу внутрішній опір ключа та спад напруги на ньому зростають швидше, ніж знижується прямий струм (темп зміни останнього визначається індуктивністю навантаження). Таким чином, протягом значної частини процесу комутації до ключа прикладена висока напруга одночасно з протіканням через нього великого струму. Наслідком цього є

підвищення втрат енергії в ключі $W_k = \int_0^{t_k} u i dt$ на інтервалі комутації t_k . Саме ці

втрати обмежують максимальну частоту перемикачів ключів та унеможливають подальше поліпшення форми вихідного струму. Подібний спосіб перемикачів ключів називають жорстким (*hard switching*). Він є найбільш поширеним, у тому числі в перетворювачах для електропривода. Певного зменшення комутаційних втрат досягають шляхом використання снаберів (п. 1.2), проте найбільшого ефекту можна досягти, якщо рознести у часі максимуми напруги та струму ключа за допомогою спеціальних резонансних LC-контурів таким чином, щоб процес комутації відбувався за нульових напруги або струму ключа. Ключі з такими контурами отримали назву резонансних або ключів із м'якою комутацією (*soft switching*), а перетворювачі з ними – квазірезонансних (на відміну від резонансних, де до резонансного контуру входить навантаження).

Розрізняють резонансні ключі з комутацією в нулі струму та в нулі напруги. Схеми на рис. 7.16,а забезпечують вмикання та вимикання за нульового струму, схеми рис. 7.16,б – за нульової напруги [36]. Двополюсні схеми (ті, що ліворуч) прямо замінюють звичайні ключі з жорсткою комутацією, триполюсні (ті, що праворуч) вмикають так, що нижня клемма з'єднана зі спільною точкою джерела або навантаження.

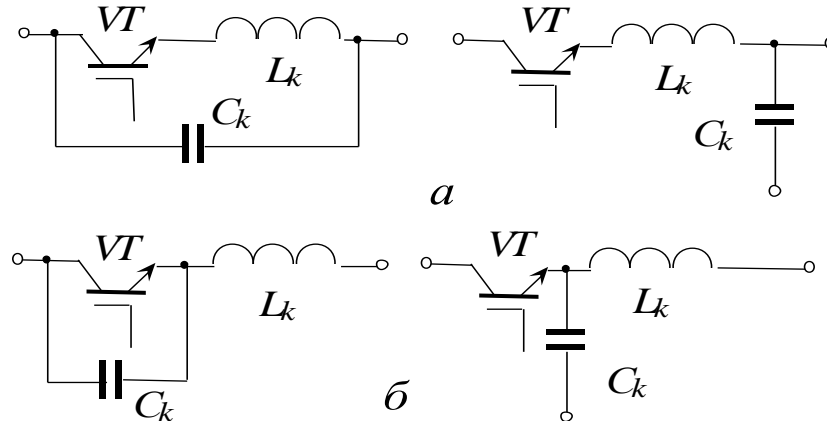


Рис. 7.16. Резонансні ключі

А) Перетворювачі з комутацією в нулі струму

Практично будь-яка схема з уже розглянутих у розділах 2 та 3 може бути реалізована за допомогою резонансних ключів. Розглянемо роботу послідовного переривника з комутацією за нуля струму (рис. 7.17). Оскільки індуктивність дроселя L_k набагато менша за індуктивність навантаження, струм навантаження протягом процесу комутації можна вважати незмінним. Окрім того, діоди та ключі вважатимемо ідеальними, а конденсатори та дроселі – такими, що не мають активного опору.

Слід звернути увагу на схожість схеми рис. 7.17,а та схеми штучної комутації тиристора (рис.2.55,а). Коли ключ $VT1$ вимкнено, комутуючий конденсатор заряджений до напруги джерела U_d із полярністю, вказаною на рис. 7.17,а, а струм навантаження замикається діодом $VD2$. Після отримання ключем керуючого імпульсу u_k (момент часу t_1) його струм зростає, поступово перебираючи на себе струм діода $VD2$. З моменту t_2 , коли струм ключа сягне струму навантаження I_n , діод $VD2$ закривається і починається коливне перезарядження конденсатора через ключ та дросель L_k . У момент t_3 напруга на конденсаторі сягне $-U_d$, а його струм – нуля і почнеться перезарядження у зворотному напрямі. Згодом, у момент t_4 впаде до нуля і струм ключа, після чого він закриється, а струм перезарядження конденсатора надалі протікатиме діодом $VD1$. Після цього моменту напругу керування з ключа знімають (як видно, закривання ключа відбувається за нульового струму і тому практично не супроводжується втратами у ньому). На момент t_5 зворотне перезарядження конденсатора завершується, а діод $VD1$ закривається. Протягом інтервалу $t_5 \dots t_6$ конденсатор дозаряджається до напруги U_d через джерело та навантаження, після чого відкривається діод $VD2$, яким і тече надалі струм навантаження. Почина-

ється інтервал t_0 , протягом якого напруга на навантаженні дорівнює нулю. У момент t_7 знову відкривають транзистор і починається новий цикл комутації.

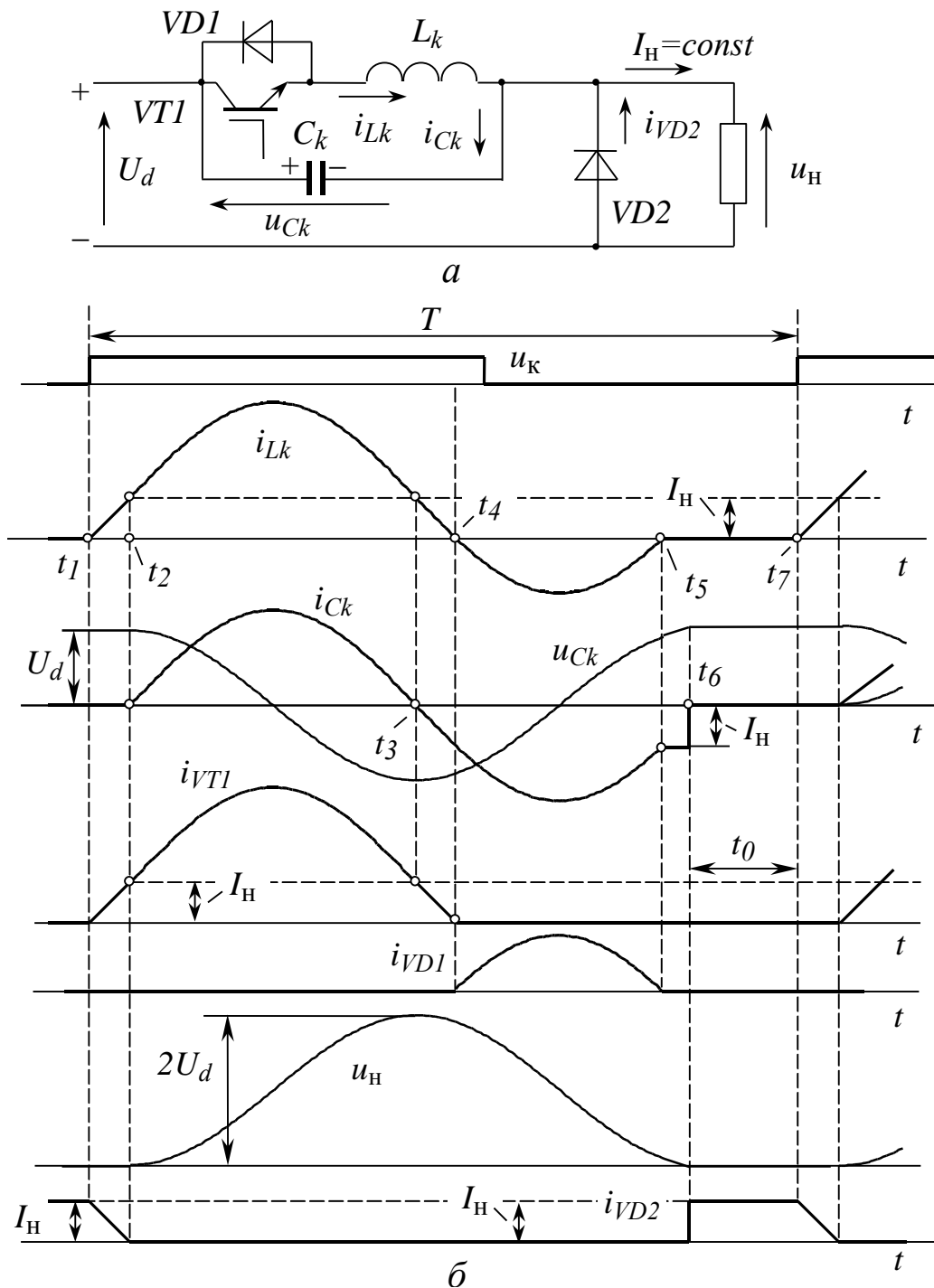


Рис. 7.17. Послідовний переривник із комутацією в нулі струму

Як видно, після відкриття транзистора його струм внаслідок наявності дроселя зростає поступово (інтервал $t_1 \dots t_2$), а напруга, прикладена до нього, впаде раніше, ніж зросте струм. Закривання ж ключа взагалі відбувається в момент, коли струм відсутній (момент t_4). Тому втрати в ключі як під час відкриття, так і в процесі закривання значно менші, ніж за жорсткої комутації. Тривалість провідного стану ключа $t_1 \dots t_4$ приблизно дорівнює півперіоду перезарядження резонансного LC -контурі і не може бути змінена за незмінних пара-

метрів цього контуру. Тому шпаруватість можна регулювати лише шляхом зміни тривалості паузи t_0 , тобто з використанням частотно-імпульсної модуляції. Щоб забезпечити можливість закривання ключа у будь-який момент і, як наслідок, використання широтно-імпульсної модуляції, застосовують допоміжний ключ [39] (рис. 7.18). Ця схема, в свою чергу, подібна до схеми двоступеневої штучної комутації одноопераційного тиристора (рис. 2.57). Резонансні контури комутації з допоміжними ключами називають активними снаберами.

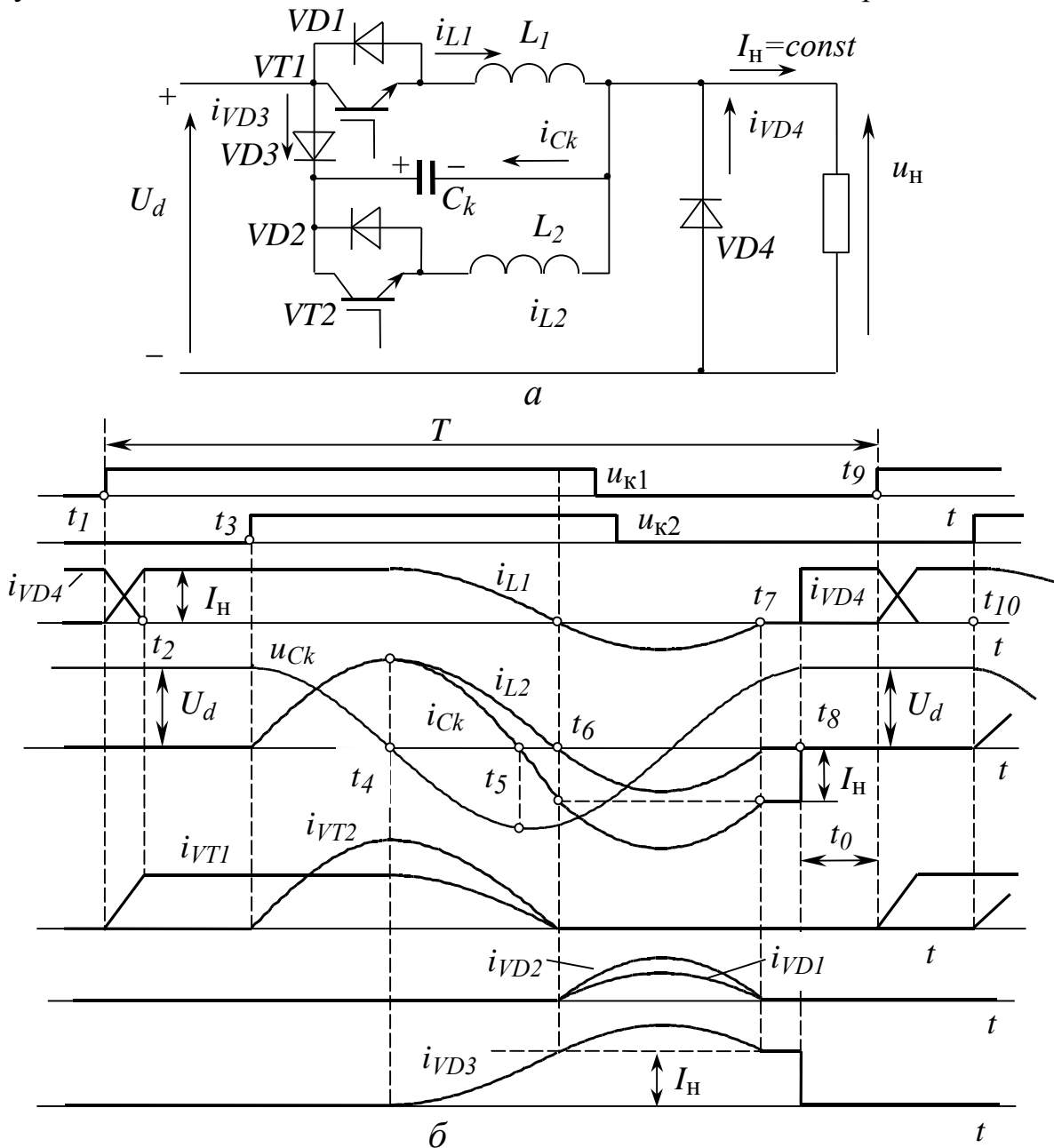


Рис. 7.18. Переривник із м'якою комутацією та допоміжним ключем

Коли головний ключ $VT1$ закрито, конденсатор заряджений від джерела через діод та навантаження до напруги U_d із полярністю, позначеною на рис. 7.18,а, а струм навантаження замикається через діод $VD4$. У момент часу t_1 (рис. 7.18,б) до затвору головного ключа подається напруга керування u_{K1} , він відкривається, перебираючи на себе до моменту t_2 струм навантаження від діо-

да $VD4$. До навантаження прикладається напруга джерела. Коли приходить час закривати ключ $VT1$, у момент t_3 подають керуючу напругу $u_{к2}$ до затвора допоміжного ключа $VT2$. Завдяки цьому починається коливне перезарядження конденсатора колом “ $C_k - VT2 - L_2$ ”.

Коли напруга на конденсаторі починає змінювати знак (момент t_4), відкривається діод $VD3$ і струм навантаження поступово переходить до допоміжного ключа, збільшуючи його струм. Коли в процесі перезарядження струми обох ключів знижуються до нуля (момент t_6), замість них відкриваються діоди $VD1$ та $VD2$. Зворотне перезарядження конденсатора відбувається тепер двома контурами: “ $C_k - L_1 - VD1$ ” та “ $C_k - L_2 - VD2$ ” і закінчується в момент t_7 із закриттям обох діодів. Остаточна напруга на конденсаторі встановлюється в момент t_8 після його дозарядження від джерела через навантаження та діод $VD3$. Саме в цей момент знову відкривається діод $VD4$ і напруга з навантаження знімається. У момент t_9 знову відкривається головний ключ, і починається новий період ШІМ. Таким чином, у схемі рис. 7.18 головний ключ у будь-який момент може бути відкритий позитивним потенціалом на своєму затворі та закритий приблизно через півперіод резонансного перезарядження після відкриття допоміжного ключа. Слід зауважити, що допоміжний ключ у розглянутій схемі також комутується за нульового струму.

Активні снабери, подібні до зображеного на схемі рис. 7.18, можуть використовуватися у складі будь-який перетворювачів (мостових, паралельних тощо). Для прикладу на рис. 7.19 зображений підвищувальний переривник із м'якою комутацією в нулі струму [39].

Б) Перетворювачі з комутацією в нулі напруги

Силовий ключ у подібному перетворювачі зашунтований комутуючим конденсатором (рис. 7.20). Коли ключ відкритий, ним, дроселем та джерелом живлення тече струм навантаження, а конденсатор розряджений. Одразу після зняття з затвору позитивного потенціалу (момент часу t_1) ключ закривається, почнеться зарядження конденсатора колом “джерело живлення – C_k – L_k – навантаження – джерело”, внаслідок чого напруга на ключі поступово зростатиме. Коли напруга на конденсаторі сягне рівня напруги джерела (момент часу t_2), напруга на навантаженні впаде до нуля і відкриється діод $VD2$. Після цього струм навантаження замикатиметься цим діодом, а зарядний струм конденсатора (тепер уже коливний) тектиме не навантаженням, а діодом $VD2$. На момент t_3 конденсатор зарядиться до максимальної напруги (приблизно $2U_d$), після чого струм змінить знак і почнеться його розрядження тим самим колом. Коли

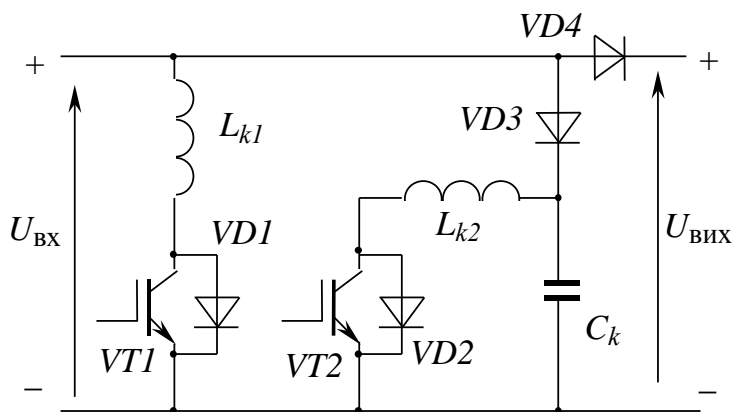


Рис. 7.19. Підвищувальний переривник із м'якою комутацією в нулі струму

напруга на конденсаторі впаде до нуля (момент t_5), створяться умови для відкриття діода $VD1$. Енергія, накопичена на цей момент у дроселі, на інтервалі часу $t_5 \dots t_6$ повертається через діод до джерела. Саме на цьому інтервалі, доки напруга на транзисторі нульова, доцільно подавати на нього керуючий імпульс. Відкриється ж транзистор лише після того, як у момент t_6 закриється діод $VD1$. Оскільки діод $VD2$ на цей момент відкритий, через нього, джерело та дросель тектиме струм транзистора, темп зростання якого обмежуватиметься індуктивністю дроселя. Коли у момент t_7 цей струм зросте до струму навантаження, діод $VD2$ закриється, і до навантаження через відкритий $VT1$ буде подано напругу джерела. Закрити транзистор можна у будь-який момент (на рис. 7.20 це відбулося у момент t_8).

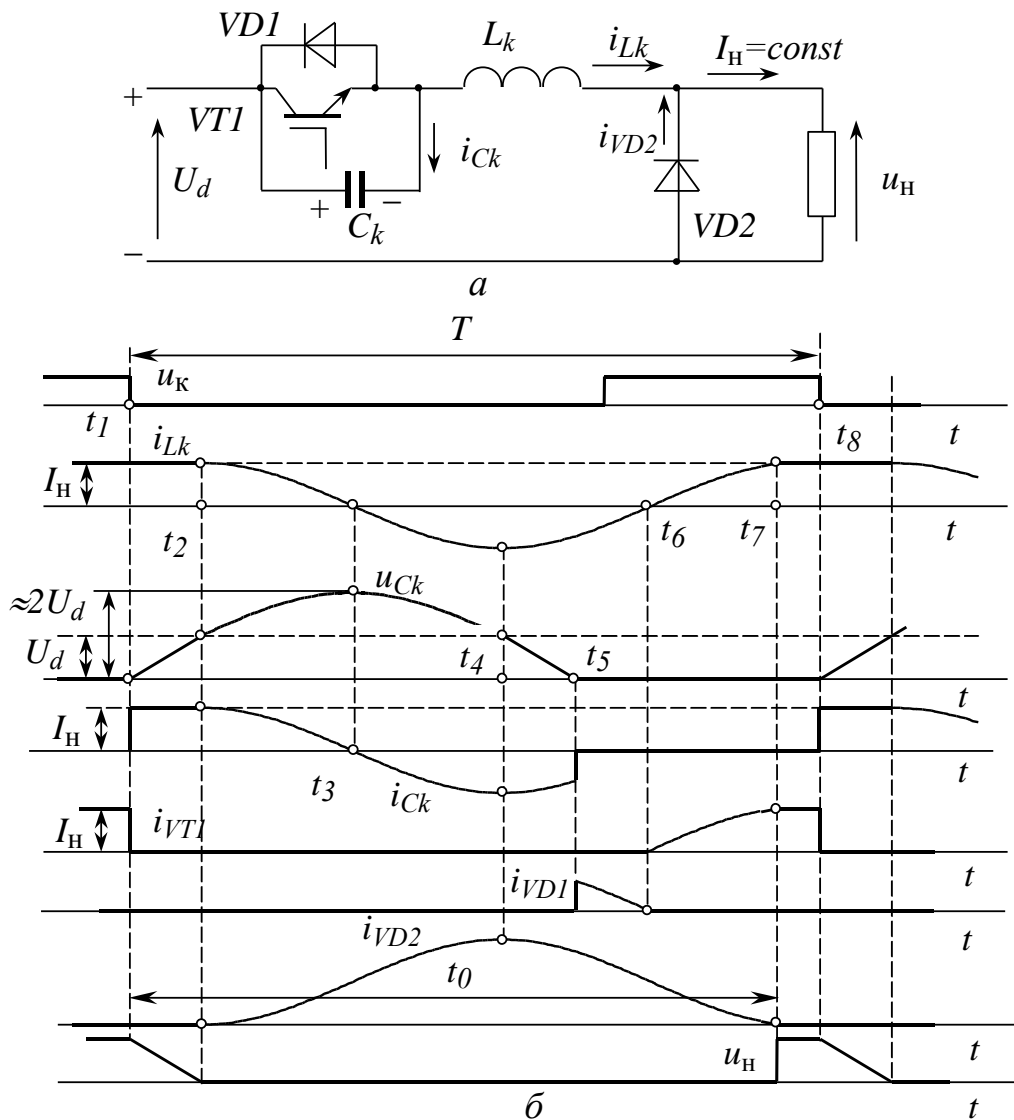


Рис. 7.20. Послідовний переривник із комутацією в нулі напруги

Таким чином, тривалість відкритого стану ключа можна змінювати, а тривалість паузи незмінна та близька до періоду коливань резонансного контуру. Тому в цій схемі регулювання середньої напруги на навантаженні також можливе лише за допомогою ЧІМ.

Унаслідок того, що відкривання ключа відбувається за нульової напруги на ньому, а напруга після закривання зростає повільно, втрати в ключі під час комутації зменшуються.

М'яка комутація в нулі напруги більш доцільна для польових транзисторів (вони мають більші втрати під час вмикання внаслідок більшої вихідної ємності), а комутація в нулі струму – для *IGBT*-транзисторів (у них більші втрати вимикання). Хоча перетворювачі з м'якою комутацією набагато дорожчі порівняно зі звичайними, вони вже набули поширення в таких пристроях, як імпульсні джерела живлення, активні коректори коефіцієнту потужності, зарядні пристрої. Їх використання дозволяє завдяки зменшеним комутаційним втратам значно збільшити частоту перемикачів (в кілька разів та вище) і ККД (до 98% за потужності близько 10 кВт), зменшити габарити дроселів та трансформаторів, поліпшити якість вихідних напруги та струму. Не виключено, що дійде черга і до електроприводів (насамперед високоточних та глибокорегульованих).

Контрольні запитання

1. З чим пов'язана необхідність використання імпульсних джерел живлення постійного струму?
2. Чи можна на виході інвертувального переривника отримати напругу, більшу від вхідної?
3. Чому в зворотногоходовій схемі рис. 7.4,б відсутній зворотний діод?
4. У чому переваги двотактних схем ІДЖ перед однотоктними?
5. З якою метою в низьковольтних *DC-DC* перетворювачах використовують синхронні транзистори?
6. Який різновид джерел безперебійного живлення забезпечує найбільш надійне та якісне живлення навантаження?
7. До якого класу належать силові перетворювачі ДБЖ?
8. Чому ККД пасивних ДБЖ найбільший?
9. З якою метою в ДБЖ використовують активні випрямлячі?
10. Завдяки чому в схемі рис. 7.14, яка живиться від мережі 220 В, отримано постійну напругу 400 В?
11. Завдяки чому в перетворювачах із м'якою комутацією можливе збільшення частоти перемикачів ключів?

Відповіді:

1: з відсутністю джерела, здатного забезпечити необхідні параметри та якість живлення; 2: так; 3: тому що енергія, накопичена в індуктивних елементах, передається після закривання ключа до навантаження; 4: кращі використання трансформатора та масогабаритні показники; 5: з метою зменшення спаду напруги та підвищення ККД; 6: ДБЖ із подвійним перетворенням енергії; 7: до перетворювачів частоти; 8: тому що більшу частину робочого часу навантаження живиться безпосередньо від мережі; 9: для забезпечення синусоїдальної форми споживаного з мережі струму; 10: завдяки наявності підвищувального переривника; 11: внаслідок зменшення комутаційних втрат.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 431 с.
2. Справочник по преобразовательной технике. Под ред. И.М. Чиженко. – К.: Техніка, 1978. – 447 с.
3. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
4. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.
5. Розенфельд В.Е., Шевченко В.В., Майбога В.А., Долаберидзе Г.П. Тиристорное управление электрическим подвижным составом постоянного тока. – М.: Транспорт, 1970. – 240 с.
6. Бернштейн А.Я., Гусяцкий Ю.М., Кудрявцев А.В., Сарбатов Р.С. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе. / Под ред. Р.С.Сарбатова. – М.: Энергия, 1980. – 328 с.
7. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
8. Забродин Ю.С. Узлы принудительной коммутации тиристорov. – М.: Энергия, 1974. – 128 с.
9. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – К.: Наук. думка, 1988. – 224 с.
10. Энергетическая электроника: Справочное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.
11. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
12. Силовая электроника: Примеры и расчеты/ Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшич и др. – М.: Энергоиздат, 1982. – 384 с.
13. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
14. Фираго Б.И., Готовский Б.С., Лисс З.А. Тиристорные циклоконверторы. – Минск: Наука и техника, 1973. – 296 с.
15. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
16. Бернштейн И.Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. – М.: Энергия, 1968. – 88 с.
17. Аранчий Г.В., Жемеров Г.Г., Эпштейн И.И. Тиристорные преобразователи частоты для электроприводов. – М.: Энергия, 1968. – 128 с.
18. Формирователи импульсов управления двухоперационными тиристорами / О.Г. Булатов, А.В. Жеглов, С.В. Одынь, Я. Акияма // Электротехника. – 1996. – №1. – С. 42-48.
19. Сандлер А.С., Гусяцкий Ю.М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1968. – 96 с.
20. Розанов Ю.К., Соколова Е.М. Электронные устройства электромеханических систем. – М.: Academia, 2004. – 272 с.

21. Тарасов А.Н. Аварийные процессы в тиристорных преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока // *Электричество*. – 1997. – №8. – С. 48-58.
22. Поздеев Д.А. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
23. Казачковський М.М. Керовані випрямлячі. – Дніпропетровськ: НГА України, 1999. – 228 с.
24. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий // *Электротехника*. – 1999. – №4. – С. 2-10.
25. Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки, производства и применения силовых полупроводниковых приборов // *Электротехника*. – 2001. – №12. – С. 2-9; 2002. – №3. С. 2-17 (окончание).
26. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: Семейства, характеристики, применение. – М.: Издат. дом Додэка-XX1, 2001. – 384 с.
27. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. – СПб: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
28. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК. – СПб: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
29. Флоренцев С.Н., Аванесов В.М. Управление силовыми транзисторами с изолированным затвором // *Электротехника*. – 2000. – №12. – С. 1-14.
30. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. – М.: Солон-Р, 2001. – 327 с.
31. Современные мощные полупроводниковые приборы и их функциональные возможности / В.И. Галанов, Ю.А. Шершнева, М.К. Гуревич, М.А. Козлова // *Электротехника*. – 1998. – №3. – С. 48-52.
32. Райхман А.Е. *POWERTRAN* – современное решение проблемы управления электроприводами // *Электротехника*. – 1998. – №2. – С. 57-59.
33. Макаренко В. Силовые запираемые тиристоры // *Электронные компоненты и системы*. – 2002. – №2. – С. 36-41.
34. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. – М.: Наука, 1981. – 800 с.
35. Хрисанов В.И., Бржезинский Р. Анализ состояния и перспектив развития силовой электроники и электропривода (по материалам международной конференции *ЕРЕ-РЕМС'2002*) // *Электротехника*. – 2003. – №6. – С. 10-14.
36. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2. – 197 с.
37. Якупов Д.В. Обоснование алгоритма векторного релейного регулятора тока трехфазных автономных инверторов напряжения // *Науковий вісник Національного гірничого університету*. – Дніпропетровськ: НГУ, 2004. – № 3. – С. 95-98.
38. Казачковський Н.Н., Якупов Д.В. Способ управління векторним релейним регулятором тока в електроприводах перемінного тока з ШИМ // *Вісник*

- Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2004. вип. 3(26). – С. 46-49.
39. Hang-Seok Choi, Bo Hyung Cho. Novel Zero-Current-Switching (ZCS) PWM Switch Cell Minimizing Additional Conduction Loss. IEEE Trans. on industrial electronics, vol. 49, no. 1, pp. 165-172, Feb. 2002.
40. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. – Харьков: Основа, 2004. – 210 с.
41. SINAMICS Engineering Manual Version 3.1. Siemens AG, 2008. – 371 p.
42. Сукер К. Силовая электроника: Руководство разработчика. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI». 2008, – 252 с.
43. Шавьолкін О.О., Наливайко О.М. Перетворювальна техніка: Навч. посібник. – Краматорськ: ДДМА, 2008. – 328 с.
44. Півняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ, НГУ, 2006. – 470 с.
45. Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drives. – Prentice Hall PTR, 2002. – 738 p.
46. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SymPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс, СПб: Питер, 2008. – 288 с.
47. Славик И. Конструирование силовых полупроводниковых преобразователей. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 222 с.

Перелік розрахункових прикладів

№	Назва	Стор.
<i>Розділ 1. Силові ключі вентильних перетворювачів</i>		
1.1	Вольт-амперна характеристика IGBT-модуля	24
1.2	Динамічні втрати в IGBT-модулі	24
<i>Розділ 2. Переривники постійної напруги</i>		
2.1	Передача енергії через послідовний переривник	40
2.2	Рекуперація через паралельний переривник	42
2.3	Розрахунок генератора трикутної напруги	51
2.4	Мостовий переривник із симетричним законом комутації	54
2.5	Побудова діаграм напруги та струму	62
2.6	Регульовальна характеристика переривника	69
2.7	Коливання струму та втрати у навантаженні	73
<i>Розділ 3. Автономні інвертори напруги</i>		
3.1	Вхідний струм однофазного мостового інвертора	93
3.2	Струми трифазного АІН	98
3.3	Гармоніки струму трифазного АІН	101
3.4	Розрахунок перетворювача “напруга-частота”	112
3.5	Гармоніки струму трифазного інвертора з ШІМ	132
3.6	Регульовальна характеристика трифазного АІН із ШІМ	133
3.7	Гармоніки струму трирівневого АІН	140
<i>Розділ 4. Автономні інвертори струму</i>		
4.1	Форма струму АІС та втрати у навантаженні	174
<i>Розділ 5. Загальні питання інверторних перетворювачів частоти</i>		
5.1	Гальмівний резистор у колі постійного струму	193
5.2	Середньозважений коефіцієнт потужності ПЧ з АМ	196
5.3	Енергетичні параметри активного випрямляча	213
5.4	Дросель на вході автономного інвертора струму	222
5.5	Струми транзисторів та діодів АІН із ШІМ	223
<i>Розділ 6. Безпосередні перетворювачі частоти</i>		
6.1	Вибір вихідних частот БПЧ із прямокутною модуляцією	257
6.2	Коефіцієнт потужності БПЧ	260

Додаток 2. Основні співвідношення в перетворювачах енергії

Таблиця 1

Переривники постійного струму

Схема та закон керування	U	$I_{вх}$	I_{VT}	I_{VD}	$k = \frac{dU}{du_{\kappa}}$	ΔI
Послідовна, паралельна	γU_d	$I\gamma$	$I\gamma$	$I(1-\gamma)$	$\frac{U_d}{2U_{опт}}$	$\frac{U_d T}{8L_H}$
Мостова з НЗК	γU_d	$I\gamma$	$I\gamma; I$	$I(1-\gamma)$	$\frac{U_d}{2U_{опт}}$	$\frac{U_d T}{8L_H}$
Мостова з СЗК	$(2\gamma-1)U_d$	$(2\gamma-1)I$	$I\gamma$	$I(1-\gamma)$	$\frac{U_d}{U_{опт}}$	$\frac{U_d T}{4L_H}$
Мостова з ПЗК	γU_d	$I\gamma$	$I(1+\gamma)$	$I(1-\gamma)$	$\frac{U_d}{U_{опт}}$	$\frac{U_d T}{8L_H}$

Таблиця 2

Автономні інвертори напруги з амплітудною модуляцією

	Однофазний мостовий	Однофазний трирівневий ($\lambda_{кр}=120^\circ$)	Трифазний мостовий ($\lambda=180^\circ$)	Трифазний трирівневий ($\lambda_{кр}=150^\circ$)
Діюче значення фазної напруги U_{ϕ}/U_d	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}=0,816$	$\sqrt{2}/3=0,4714$	$\sqrt{7}/6=0,441$
Середнє значення фазної напруги $U_{\phi c}/U_d$	1	$2/3=0,667$	$4/9=0,444$	$7/18=0,3889$
Кількість рівнів фазної напруги	2	3	4	7
Максимум миттєвої фазної напруги	1	1	$2/3$	$2/3$
Амплітуда першої гармоніки фазної напруги $U_{\phi m(1)}/U_d$	$4/\pi=1,273$	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi}=1,103$	$2/\pi=0,637$	$\frac{2+\sqrt{3}}{2\pi}=0,594$
Коефіцієнт викривлень фазної напруги v_U	$2\sqrt{2}/\pi=0,9003$	$3/\pi=0,9549$	$3/\pi=0,9549$	$\frac{3(2+\sqrt{3})}{\pi\sqrt{14}}=0,9524$
Коефіцієнт гармонік фазної напруги k_{rU}	0,4834	0,3108	0,3108	0,3198
Номери відсутніх гармонік	$2n$	$2n; 3+6n$	$2n; 3+6n$	$2n; 3+6n; 12n+5, 12n+7$
Коефіцієнт пропорційності між середнім вхідним струмом та діючим значенням першої гармоніки вихідного $I_{вх}/I_{(1)}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H$	$\frac{3(2+\sqrt{3})}{2\sqrt{2}\pi} \cos \varphi_H$

Таблиця 3

Автономні інвертори струму

	Однофазний мостовий	Трифазний мостовий
Діюче значення вихідного струму I_{ϕ}/I_d	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}=0,816$
Середнє значення вихідного струму $I_{\text{фс}}/I_d$	1	$2/3=0,667$
Амплітуда першої гармоніки вихідного струму $I_{\text{фм}(1)}/I_d$	$4/\pi=1,273$	$2\sqrt{3}/\pi=1,102$
Коефіцієнт викривлень вихідного струму ν_I	$2\sqrt{2}/\pi=0,9003$	$3/\pi=0,9549$
Коефіцієнт гармонік вихідного струму k_{rI}	0,4834	0,3108
Номери відсутніх гармонік	$2n$	$2n; 3+6n$
Коефіцієнт пропорційності між середньою вхідною напругою та діючим значенням першої гармоніки вихідної $U_d/U_{л(1)}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H = 0,9003 \cos \varphi_H$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H = 1,35 \cos \varphi_H$

Таблиця 4

Автономні інвертори напруги з ШІМ

Схема та закон керування	$\frac{I_{\text{вх}}}{I_{\phi(1)}}$	$\frac{U_{\phi(1)}}{U_d}$	$k_{\text{вн}} = \frac{U_{\text{нм}}}{U_d}$	$k = \frac{dU}{du_{\kappa}}$	Кількість рівнів фазної напруги
Однофазна мостова	$\frac{\mu k_{\text{вн}}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$	$\frac{\mu k_{\text{вн}}}{\sqrt{2}}$	1	$U_d/U_{\text{опт}}$	2
Трифазна мостова (синусоїдальна ШІМ)	$\frac{3\mu k_{\text{вн}}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		0,5	$U_d/(2U_{\text{опт}})$	5
Трифазна мостова (SVM)	$\frac{3\mu k_{\text{вн}}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		$1/\sqrt{3}=0,577$	-	5
Трифазна мостова трирівнева (синусоїдальна ШІМ)	$\frac{3\mu k_{\text{вн}}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		0,5	$U_d/(4U_{\text{опт}})$	9
Трифазна складена (3 однофазних мости в фазі, синусоїдальна ШІМ)	$\frac{3\mu k_{\text{вн}}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		0,5	$U_d/(2U_{\text{опт}})$	7

Короткий словник англomовних термінів із перетворювальної техніки

- 3-level PWM inverter – трирівневий інвертор із ШІМ
- 6-pack – шестиключовий модуль (звичайно IGBT)
- 6-pulse Converter – шестипульсний перетворювач
- AC motor – двигун змінного струму
- AC power supply (AC supply, AC source) – джерело змінного струму
- AC supply filter – дросельний мережний фільтр
- AC-AC (AC to AC) converter – перетворювач змінної напруги на змінну
- AC-DC Converter (Alternating Current-Direct Current converter) – перетворювач змінної напруги на постійну
- AC-DC-AC Converter – перетворювач змінної напруги на змінну з ланкою постійного струму
- Active Front-end (AFE) Rectifier – активний вхідний випрямляч
- Active Harmonic Conditioner (AHC) – активний кондиціонер гармонік (паралельний активний фільтр)
- Active Power Factor Corrector (APFC) – активний коректор коефіцієнта потужності
- Active Region – область активного режиму
- Active snubber – активний снабер (резонансний комутаційний пристрій із допоміжним ключем)
- Alternating Current (AC) – змінний струм
- Ambient temperature – температура оточуючого середовища
- Amplitude modulated frequency converter – перетворювач частоти з амплітудною модуляцією
- Amplitude Modulation (AM) – амплітудна модуляція
- Anode-cathode voltage – напруга між анодом та катодом
- Anti-parallel Diode – протипаралельний (зворотний) діод
- Application function – прикладна функція
- Application Specific Integrated Circuit (ASIC) – інтегральна мікросхема спеціального призначення
- Application Specific Intelligent Power Module (ASIPM) – інтелектуальний силовий модуль спеціального призначення
- Autonomous (offline) Inverter (dc link inverter) – автономний інвертор
- Auto-tuning – самонастроювання (перетворювача енергії з цифровим керуванням)
- Avalanche Diode – лавинний діод
- Back emf – проти-ЕРС (ЕРС обертання)
- Back-to-back connection – зустрічно-паралельне з'єднання
- Back-to-back converter – реверсивний перетворювач
- Basic (Fundamental) frequency – частота першої (основної) гармоніки
- Bi-directional power flow – двобічний потік енергії
- Bipolar Power Transistor (BPT) – силовий біполярний транзистор
- Bipolar voltage-switching PWM – двополярна ШІМ

Boost Converter – підвищувальний перетворювач (DC-DC)
Brake Chopper – гальмівний переривник (ключ)
Brake current recovery – рекуперація гальмівного струму
Brake resistance (braking resistance) – гальмівний резистор
Braking – гальмування
Braking circuit – гальмівне коло
Braking switch – гальмівний ключ
Braking unit – гальмівний пристрій
Branch – вітка (електричного кола)
Breakdown Region – область пробою
Breakdown Voltage – напруга пробою
Breakover Voltage – напруга перемикання (тиристора)
Bridge – міст (мостова схема)
Buck converter – знижувальний перетворювач (DC-DC)
Buck-boost Converter – знижувально-підвищувальний (інвертувальний) перетворювач
Built-in – вмонтований, вбудований
Built-up Rectifier – складений випрямляч
Bypass – обхідне коло живлення (байпас); шунт; шунтувати
Bypass diode (flyback diode, catch diode) – зворотний діод
Capacitor – конденсатор
Capacity – ємність (електрична); потужність
Card – плата
Carrier frequency – несуча частота
Cathode – катод
Center-tapped transformer – трансформатор із середньою точкою
Charge – заряд
Chip – мікросхема (переважно малопотужна)
Choke – дросель
Chopper – переривник
Chopper frequency – частота перемикання
Chopper-Fed – живлений від чопера
Circuit – схема
Circuit breaker – автоматичний вимикач
Circuit diagram – принципова схема; схема з'єднань
Circulating current – зрівнювальний струм
Clamped diode – фіксуючий (зворотний) діод
Coefficient of efficiency (efficiency factor, efficiency) – коефіцієнт корисної дії
Collector-emitter voltage – напруга “колектор-емітер”
Commutating capacitor – комутуючий конденсатор
Commutation – комутація
Commutation angle – кут комутації (перекриття)
Commutation failure – перекидання (зрив) інвертора
Conduction Losses – втрати у стані провідності
Continuous – тривалий (безперервний)

Continuous forward current – тривалий прямий струм
Control – керування
Control angle – кут керування
Control gate – керуючий електрод (тиристора)
Control system (Control unit, Control circuit) – система (схема) керування
Control voltage (Drive voltage) – керуюча напруга
Controlled rectifier – керований випрямляч
Controller – регулятор
Converter (Inverter) with Active Front End (AFE) – активний вхідний перетворювач
Converter transformer – перетворювальний трансформатор
Converting – перетворення, перетворювальний
Cooling – охолодження
Critical rate of rise of off-state voltage – критична швидкість зростання напруги в закритому стані
Critical rate of rise of on-state current – критична швидкість зростання струму у відкритому стані
Current – струм
Current (voltage) transducer – вимірювальний перетворювач струму (напруги)
Current amplification factor (Current gain) – коефіцієнт підсилення за струмом
Current circuit – коло протікання струму
Current feedback – зворотний зв'язок за струмом
Current gain (Current amplification factor) – коефіцієнт підсилення за струмом
Current inrush – стрибок струму
Current inverter (Current source inverter) – інвертор струму
Current protection – захист за струмом
Current source – джерело струму
Current source inverter (CSI) – інвертор струму
Current-limiting fuse – струмообмежувальний плавкий запобіжник
Current-voltage curve (current-voltage characteristic, current-voltage diagram) – вольт-амперна характеристика
Cut-in – вмикання, початок роботи
Cut-off – вимикання; відсічка
Cutoff Current – струм відсічки
Cutoff Region – область відсічки
Cycle time – тривалість циклу
Cycloconverter – безпосередній перетворювач частоти (циклоконвертор)
Darlington transistor – транзистор Дарлінгтона
DC braking (див. DC-injection) – гальмування постійним струмом (динамічне гальмування)
DC bus – шина постійного струму
DC bus voltage – напруга ланки постійного струму
DC characteristic – статична характеристика
DC-DC (DC to DC) converter – перетворювач постійної напруги на постійну
DC-injection (див. DC braking) – інжекційне (динамічне) гальмування

DC-Link – ланка постійного струму
Dead time – “мертвий” час
Degree of protection (protection degree) – ступінь захисту
Delay time – час затримки
Delta (delta circuit, delta connection) – трикутник, з’єднання трикутником
Derating – деномінація (зниження номінальної потужності або струму)
Device – пристрій, апарат, механізм, елемент, прилад
Digital Signal Processor (DSP) – цифровий сигнальний процесор
Diode – діод; діодний
Direct Current (DC) – постійний струм
Direct frequency converter – безпосередній перетворювач частоти
Disc housing – дисковий корпус
Discharge circuit – розрядне коло
Discontinuous current – переривистий струм
Displacement factor – коефіцієнт зсуву фаз (між напругою та струмом)
Drain – стік
Drive – привід (іноді – інвертор); приведення до руху; керувати; їхати
Drive voltage (Control voltage) – напруга керування
Driver – драйвер, вихідний підсилювач
Driver output stage – вихідний каскад драйвера
Duty cycle – шпаруватість
Earthing – (див. Grounding) заземлення
Efficiency (coefficient of efficiency, efficiency factor) – коефіцієнт корисної дії
Electric drive – електропривід
Electric energy – електрична енергія
Electric mains – електрична мережа
ElectroMagnetic compatibility (EMC) – електромагнітна сумісність (ступінь впливу на зовнішнє оточення)
ElectroMagnetic Interference (EMI) – електромагнітні завади (зовнішні)
Electromotive force (emf) – електрорушійна сила (ЕРС)
EMC-filter (EMI-filter) – фільтр електромагнітної сумісності (від електромагнітних завад)
Emergency state – аварійний режим
emf of self-induction – ЕРС самоіндукції
Emitter – емітер
Encoder – датчик положення
Energy Save (Energy Saving) – енергозбереження
Factory setting – заводське налаштування
Fast Recovery Diode (Fast Diode) – діод із швидким поновленням запірних властивостей (швидкодіючий діод)
Fast Response – швидкодія
Feed – живильна мережа
Feedback (FB) – зворотний зв’язок
Field-effect (unipolar) Transistor (FET) – польовий (уніполярний) транзистор
Fly-back Converter – зворотноходовий перетворювач (DC-DC)

Forced commutation – примусова (штучна) комутація
Forward Converter – прямоходовий перетворювач (DC-DC)
Forward voltage – прямий спад напруги
Four-quadrant (4Q) – чотириквADRANTНИЙ
Frame size – габарит
Freewheel – шунт
Freewheeling (Free-wheel) diode – зворотний діод
Frequency converter (Frequency changer) – перетворювач частоти
Frequency domain – частотна область
Frequency range – діапазон частот
Front-end converter – вхідний перетворювач
Full-bridge (FB) – повний (однофазний) міст
Full-wave – двопівперіодний
Fundamental (Basic) frequency – частота першої (основної) гармоніки
Fuse – запобіжник
Gain (gain factor) – коефіцієнт передачі (підсилення)
Galvanic isolation – гальванічна розв'язка
Gate – затвор; керуючий електрод
Gate Commutated Turn-off Thyristor (GCT) – запірний тиристор із комутацією через затвор
Gate controlled turn-off time – час вимикання за допомогою керуючого електроду
Gate Drive – вентиль
Gate Turn-off Thyristor (GTO) – двоопераційний тиристор
Gate voltage – напруга керування (тиристора)
Gating unit – система керування (перетворювачем)
Grid – електрична мережа, енергосистема
Grid-controlled inverter – ведений мережею інвертор
Grounding – (див. Earthing) заземлення
Half a cycle – півперіод
Half wave – півхвиля
Half wave rectifier – однопівперіодний випрямляч
Half-Bridge – півміст (півмостова схема)
Hall current transformer (HCT) – Холівський датчик струму
Hand mode – ручний режим
Hard Drive GTO (HD-GTO) – GTO-тиристор із жорстким керуванням
Hard switching (HS) – жорстке перемикування
Harmonic filter – фільтр гармонік
H-Bridge – H-подібний міст (однофазний)
Heat sink – радіатор
Heavy duty – важкий режим
High (або Low) Side Gate Driver – драйвер верхнього (або нижнього) ключа
High Voltage ASIC (HVASIC) – високовольтна інтегральна схема спеціального призначення
High Voltage IC (HVIC) – високовольтна інтегральна схема
High Voltage IGBT (HV-IGBT) – високовольтний IGBT

High Voltage Integrated Circuit (HVIC) – високовольтна інтегральна схема
 High-efficiency – високоекономічний
 High-frequency inverter – високочастотний інвертор
 High-side (H-side) – верхня сторона (група ключів, підключена до позитивного полюсу джерела живлення; колекторна група)
 Holding current – струм удержання (тиристора)
 Hole-electron pair – пара “електрон-дірка”
 HVI driver – драйвер для високовольтного IGBT
 Ideal switch – ідеальний ключ
 Idle running (no-load running) – холостий хід
 Imbedded inverter – вмонтований інвертор
 In phase – у фазі (синфазно)
 Incoming bridge – вхідний міст
 Inductance – індуктивність
 Inductive reactance (Inductive resistance) – індуктивний опір
 Inductor – котушка індуктивності; індуктор
 Input – вхід
 Input current – вхідний (споживаний) струм
 Input-side reactor – вхідний [мережний, комутаційний] реактор
 Inrush value – максимально допустима величина
 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) – біполярний транзистор з ізольованим затвором
 Insulation – ізоляція
 Integrated circuit (IC) – інтегральна схема (IC)
 Integrated GCT (IGCT) – GCT-тиристор з інтегрованою керуючою структурою
 Integrated Power Module – інтегральний силовий модуль
 Integrated Power Stage (IPS) – інтегральний силовий каскад
 Integrated thyristor/diode module – інтегральний тиристорно-діодний модуль
 Intelligent Power Module (IPM) – інтелектуальний силовий модуль
 Intermediate circuit – проміжне коло
 Internal impedance – внутрішній опір
 Interrupted current – переривистий струм
 Inverse diode – зворотний діод
 Inverse-parallel connection – зустрічно-паралельне з'єднання
 Inverter – інвертор
 Inverter mode – інверторний режим
 Jog – налагодження
 Jogging – подача поштовхами
 Key Diagram – функціональна схема
 Knee voltage – порогова напруга (у діода)
 Leakage – сплив; розсіювання (магнітного потоку)
 Leakage (див. Shoot-through) current – струм спливу
 Leakage circuit (leakage path) – коло (шлях) спливу
 Light Triggered Thyristor (LTT) – тиристор, керований світлом (оптотиристор)
 Line – лінія; живильна мережа

Line frequency – частота мережі (живлення)
Line voltage (line-to-line voltage, Phase-to-phase voltage) – лінійна напруга
Line-commutated converter – перетворювач, комутований мережею
Line-fed (online) inverter – інвертор, що живиться від мережі
Load – навантаження
Load factor – коефіцієнт навантаження (завантаження)
Load resistance – опір навантаження
Load-Commutated Inverter (LCI) – інвертор, комутований (ведений) навантаженням
Load-dependent – ведений навантаженням
Load-side converter – перетворювач із боку навантаження
Loss turn-on – втрати під час вмикання
Low Voltage (LV) – низька напруга
Low Voltage ASIC (LV ASIC) – низьковольтна мікросхема спеціального призначення
Low-pass filter – фільтр низьких частот
Low-side (L-side) – нижня сторона (група ключів, підключена до негативного полюсу джерела живлення; емітерна група)
Magnitude – амплітуда
Mains (main circuit) – живильна мережа
Mains current – струм мережі; споживаний струм
Mains filter – мережний (вхідний, комутаційний) фільтр
Mains transformer – силовий трансформатор
Mains voltage – напруга мережі
Matrix converter – матричний перетворювач
Maximum repetitive forward current – повторюваний імпульс прямого струму
Maximum repetitive turn-off current – максимально припустимий повторюваний струм, що запирається
Metal Oxide Semiconductor (MOS) – метал-окисел-напівпровідник (МОП)
Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) – польовий транзистор з ізольованим затвором
Midpoint rectifier – випрямляч із середньою точкою
Mode – вузол (електричного кола); режим; спосіб
Modulation index (modulation factor) – індекс (коефіцієнт) модуляції
Momentary value – миттєве значення
MOS Composite Static Induction Thyristor/MOS Controlled Thyristor (MCT) – комбінований тиристор (польовий тиристор або тиристор, керований полем)
Motor-side inverter – інвертор із боку двигуна (у перетворювачі частоти з ланкою постійного струму)
Multichip – багатокристальний
Multilevel inverters – багаторівневий інвертор
Multiphase – багатofазний
Multiple phase chopper – багатofазний переривник

Nameplate – табличка з паспортними даними (шильдїк)
Natural commutation – природна комутація
Naturally-commutated inverter – інвертор з природною комутацією (ведений)
Neutral Point Clamped (NPC) inverter – інвертор із фіксацією нульової точки
Neutral terminal – нульовий вивід
Non-controlled – некерований
Non-repetitive peak reverse voltage – неповторювана максимальна зворотна на-
пруга
Non-sinusoidal (nonsinusoidal, non-sine) – несинусоїдальний
N-Side – група ключів, з'єднана з негативним полюсом джерела живлення
Null circuit – нульова схема
Off-state – закритий стан (ключа)
One-operation – одноопераційний
On-state – стан провідності; відкритий стан
Operating instruction – інструкція з експлуатації
Operating Point – робоча точка
Optocoupler – оптичний зв'язок, оптрон, оптопара
Output – вихід
Output (Terminal) current – вихідний струм
Output stage – вихідний каскад
Output-side reactor – вихідний реактор
Overcurrent (OC) – перевантаження за струмом
Overheating – перегрівання
Overlap angle – кут перекриття (комутації)
Overload capability – перевантажувальна здатність
Overmodulation – перемодуляція
Overvoltage – перенапруга
Peak current – піковий струм; амплітуда струму
Period – період
Phase loss – обрив фази
Phase modulation – фазна модуляція
Phase voltage – фазна напруга
Phase-controlled converter – перетворювач із фазовим керуванням
Phase-shift modulation (PSM) – модуляція зі зсувом фази (ШІМ на основній)
Phase-to-phase (Line-to-line) voltage – лінійна (міжфазна) напруга
Phasor – вектор
Phasor diagram – векторна діаграма
PI-Filter – П-подібний фільтр
Pin – рознім
Pin-Out – вивід
Plug – вмикати до мережі; рознім; штекер
Plug & Drive – увімкни та рушай
p-n junction – p-n перехід
Polarities – полярність
Power – потужність

Power circuit – силова схема
Power Electronics – силова електроніка
Power factor – коефіцієнт потужності
Power factor corrected (PFC) Rectifier – випрямляч із корекцією коефіцієнту потужності
Power factor corrector (PFC) – коректор коефіцієнта потужності
Power frequency – частота мережі (живлення)
Power Integrated Circuit (PIC) – силова інтегральна схема
Power Integrated Module (PIM) – силовий інтегральний модуль
Power loss – втрати потужності
Power Module – силовий модуль
Power semiconductor – силовий напівпровідниковий прилад
Power Supply – живлення; електропостачання
Power Supply system (Power supply unit) – блок живлення, система електропостачання
Pre-charge Circuit – схема попереднього заряду
Preset – попередньо заданий (встановлений)
Press-pack IGBT – IGBT-ключ притискної (таблеткової) конструкції
Proportional-Integrated-Derivative (PID) – пропорційно-інтегро-диференціальний
Protection – захист
P-Side – група ключів, з'єднана з позитивним полюсом джерела живлення
Pulsating current – пульсуючий (переривистий) струм
Pulse Amplitude Modulation (PAM) – амплітудно-імпульсна модуляція
Pulse distributor – розподільник імпульсів
Pulse gate transformer – імпульсний трансформатор
Pulse width – ширина імпульсу
Pulse-Frequency Modulation (PFM) – частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ)
Pulse-Width Modulation (PWM) – широтно-імпульсна модуляція (ШІМ)
Push-pull converter – однофазний двопівперіодний перетворювач зі спільною точкою
PWM frequency – частота ШІМ
PWM Generator – ШІМ-генератор (широтно-імпульсний модулятор)
PWM Rectifier – випрямляч із ШІМ
PWM-Inverter – інвертор із ШІМ
Quasi-resonant – квазірезонансний
Radio noise filter (RF noise filter, RFI-filter, Radio Interference Attenuating Filter) – фільтр від радіозавад
Ramp – темп зростання
Ramp time – тривалість зростання
Rated current – номінальний струм
Reactor – реактор;
Real power – активна потужність
Recharging – перезарядження
Rectifier – випрямляч

Rectifier diode – випрямний діод
Rectifier mode – випрямний режим
Reference voltage – опорна (задавальна) напруга
Regeneration – рекуперація
Regenerative braking – рекуперативне гальмування
Regulation curve – регулювальна характеристика
Remote control – дистанційне керування
Remote terminal – пульт дистанційного керування
Repetitive peak off-state voltage – повторювана імпульсна напруга в закритому стані
Repetitive peak reverse voltage – повторювана імпульсна зворотна напруга
Resistance – опір (активний)
Resistor – резистор;
Response time – тривалість відгуку (реакції)
Return converter – перетворювач для рекуперації
Reverse conducting – зворотна провідність
Reverse recovery – зворотне поновлення (поновлення запірних властивостей)
Reverse Voltage – зворотна напруга
Reversible rectifier – реверсивний випрямляч
rf interference (RFI) – електромагнітні завади
Ripple factor – коефіцієнт пульсацій
Ripple frequency – частота пульсацій
Rippling – пульсації
Rise time – час зростання (імпульсу струму)
Root Mean Square (RMS) current – середньоквадратичний (діючий) струм
Safe Operation Area (SOA) – область безпечних режимів (транзистора)
Saturation region – область насичення
Saturation voltage – напруга насичення
Sawtooth generator – генератор пилкоподібної напруги
Sawtooth voltage – пилкоподібна напруга
Scaling – масштабування
SCR inverter – інвертор на одноопераційних тиристорах
Secondary (secondary coil) – вторинна обмотка
Secondary breakdown – тепловий (вторинний) пробій
Selective Harmonic Elimination – вибіркове виключення гармонік
Self-commutated converter – самокомутований перетворювач (зі штучною комутацією)
Self-inductance electromotive force – електрорушійна сила самоіндукції
Semiconductor – напівпровідник, напівпровідниковий прилад
Semiconductor converter – напівпровідниковий перетворювач
Semiconductor device – напівпровідниковий прилад
Semiconrolled – півкерований
Sense resistor – шунт
Sense-IGBT – IGBT-транзистор із датчиком струму
Sensor – датчик
Sensorless control (SLC) – бездатчикове (векторне) керування

Series Chopper – послідовний переривник
Shoot-through (див. Leakage) current – струм спливу
Short Circuit (SC) – коротке замикання
Short-time current – струм короткого замикання
Silicon Controlled Rectifier (SCR) – кремнієвий керований венти́ль (тиристор)
Sine wave – синусоїда
Single phase rectifier – однофазний випрямляч
Single pulse forward current – поодинокий імпульс прямого струму
Single-ended – однотактний
Sinus Pulse-Width Modulation – синусоїдна ШІМ
Six-pulse – шестипульсний
Smart Power Module (SPM) – “розумний” силовий модуль
Smoothing choke (Smoothing reactor) – згладжувальний дросель; реактор
Snubber circuit (snubber) – захисний ланцюг (снабер)
Soft recovery diode – діод із м’яким поновленням запірних властивостей
Soft shut down – м’яке закривання
Soft start unit (Soft-starter) – пристрій м’якого (плавного) пуску
Soft switching – м’яка комутація
Soft Turn-Off – м’яке вимикання (напівпровідникового ключа)
Solid-state Relay (Contactor) – твердотільне (безконтактне) реле (контактор)
Source – витік (один з електродів польового транзистора), джерело
Source resistance – опір джерела живлення
Space vector – просторовий (узагальнений) вектор
Space Vector Modulation (SVM) – модуляція просторового вектора
Spike – сплеск (напруги або струму)
Stack – блок, набір, зборка
Star – зірка, з’єднання зіркою
Start-up – пуск; пусковий
Static converter – статичний перетворювач
Static var compensator (SVC) – статичний компенсатор реактивної потужності
Steady-state characteristic (static characteristic) – статична характеристика
Steady-state regime (steady state) – усталений режим
Steady-state value – усталене значення
Step – стрибок; крок
Step-Down Converter – знижувальний перетворювач (DC-DC)
Step-Up Converter – підвищувальний перетворювач (DC-DC)
Stray inductance – паразитна індуктивність, індуктивність розсіювання
Substrate – підкладка (субстрат)
Supply frequency – частота мережі (живлення)
Supply transformer – силовий трансформатор
Supply-side converter (Front-end converter) – перетворювач із боку мережі (вхід-ний перетворювач у перетворювачі частоти з ланкою постійного струму)
Surge on-state current – ударний струм у відкритому стані
Switch – ключ; перемикач; комутувати

Switch mode Power Supplies (SMPS) – імпульсне джерело живлення
 Switch mode rectifier – імпульсний випрямляч
 Switched (switching) current – комутований струм
 Switching – перемикання [комутація]
 Switching frequency – частота перемикання
 Switching loss – втрати при перемиканні
 Switching overvoltage (switching surge, switching surge voltage) – комутаційна перенапруга
 Synchronization Voltage – напруга синхронізації
 Terminal (Output) current – вихідний струм
 Three-phase bridge converter – трифазний мостовий перетворювач
 Three-phase to three-phase – трифазно-трифазний
 Threshold voltage – порогова напруга
 Thyristor – тиристор
 Time constant – стала часу
 Time domain – часова область
 Top-side – верхнє плече (анодна або колекторна група інвертора, переривника)
 Total Harmonic Distortion (THD) – коефіцієнт гармонічних викривлень (у вітчизняній літературі – коефіцієнт гармонік)
 Total Power – повна потужність
 Trace – осцилограма
 Transducer – датчик
 Transfer function – передатна функція
 Transformer – трансформатор
 Transient current – перехідний струм
 Transient response – перехідний процес
 Transient state – перехідний стан
 Transistor – транзистор
 Triac (bi-directional thyristor) – двонаправлений тиристор (симістор, тріак)
 Triangle carrier wave – трикутна несуча (опорна напруга)
 Triode AC semiconductor (Triac) – тріак (симістор)
 Tuning – настроювання
 Turn-off – вимикання
 Turn-off thyristor – запірний (вимикний, двоопераційний) тиристор
 Turn-on – вмикання
 Turn-On Switching Loss – втрати під час вмикання
 Two-quadrant (2Q) converter – двоквADRANTний перетворювач
 Two-stage – двоступеневий (двокаскадний)
 U/f characteristic – вольт-частотна характеристика
 U/f control – керування зі стабілізацією U/f
 U/f-ratio – відношення U/f
 Ultra High Power GTO – надпотужний GTO-тиристор
 Ultra High Power Light Trigger Thyristor – потужний тиристор, що переключается квантами світла
 Ultra High Voltage Thyristor – високовольтний тиристор

Ultrafast diode – надшвидкий діод
Unidirectional (unipolar) voltage – однополярна напруга
Uninterruptible Power Supply (UPS) – джерело безперебійного живлення (ДБЖ)
User manual – інструкція з експлуатації
Variable voltage – регульована напруга
Voltage controlled – керований напругою
Voltage drop (voltage drop) – спад напруги
Voltage sharing – розподіл напруги
Voltage source – джерело напруги
Voltage source inverter (VSI) – інвертор напруги
Voltage spike – сплеск напруги
Voltage stress – стрибок напруги
Waveform – форма сигналу, часова діаграма
Welding Diode – зварювальний діод
Winding – обмотка
Wire – провід, провідне з'єднання
Zero-current switched (ZCS) – перемикач у нулі струму (ПНС)
Zero-voltage switched (ZVS) – перемикач у нулі напруги (ПНН)

Англомовні скорочення

Ω – Ohm
2Q – Two-quadrant
4Q – Four-quadrant
A – Ampere; Anode
AAC – Ampere Alternating Current
AC – Alternating Current
ADC – Ampere Direct Current
AFE – Active Front-end
AHC – Active Harmonic Conditioner
AM – Amplitude Modulation
Amps – Amperes
ANSI – American National Standards Institute
APFC – Active Power Factor Corrector
ARMS – Ampere Root Mean Square
ASIC – Application Specific Integrated Circuit
ASIPM – Application Specific Intelligent Power Module
B – Base
BJT – Bipolar Junction Transistor
BPT – Bipolar Power Transistor
C – Cathode; Collector
CE – Common Emitter
CIB – “Converter, Inverter, Brake” (різновид силового модуля)
CMOS – Complementary metal-oxide semiconductor
CSI – Current source inverter
CSTBT – Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor

DC – Direct Current
DFE – Diode Front-end
DSP – Digital Signal Processor; Digital Signal Processing
E – Emitter
EMC – Electromagnetic compatibility
emf – Electromotive force
EMI – Electromagnetic Interference
F – Farad, Force
FB – Feedback; Full bridge
FOC – Field Orientation Control
FRED – Fast Recovery Epitaxial Diode
FWD – Free-wheel diode
G – Gate, Gain, Gauss, Giga
GCT – Gate Commutated Turn-off Thyristor
GTO – Gate Turn-off Thyristor
H – Henry
HCT – Hall current transformer
HD-GTO – Hard Drive GTO
HP – Horsepower
HS – Hard switching
HVASIC – High Voltage ASIC
HVIC – High Voltage Integrated Circuit
HV-IGBT – High Voltage IGBT
HVIPM – High Voltage IPM
Hz – Hertz
I/O – input/output
IC – Integrated circuit
IEEE – Institute for Electrical & Electronic Engineers
IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT – Integrated GCT
IP – International Protection Code (Ingress Protection)
IPM – Intelligent Power Module
IPS – Integrated Power Stage
LCI – Load-Commutated Inverter
LED – Light-emitting diode
LF – Load factor
LSI – Large-scale integration circuit
LTT – Light Triggered Thyristor
LV – Low Voltage
LV ASIC – Low Voltage ASIC
MCT – MOS Composite Static Induction Thyristor (MOS Controlled Thyristor)
MOS – Metal Oxide Semiconductor
MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MV – Medium Voltage
NPC – Neutral Point Clamped

OC – Overcurrent
OCP – Over-current protection
PAM – Pulse Amplitude Modulation
PFC – Power factor corrected (corrector)
PFM – Pulse-Frequency Modulation
PIC – Power Integrated Circuit
PID – Proportional-Integrated-Derivative
PIM – Power Integrated Module
PSM – Phase-shift Modulation
PTC – Positive Temperature Coefficient
PWM – Pulse-Width Modulation
PWM VSI – Pulse-Width Modulated Voltage Source Inverter
rf – radio frequency
RMS – Root Mean Square
SC – Short Circuit
SCR – Silicon Controlled Rectifier
SGCT – Symmetrical Gate Commutated Thyristor
SLC – Sensorless control
SMPS – Switch mode Power Supplies
SOA – Safe Operation Area
SPM – Smart Power Module
SSI – Small-scale integration circuit
SSR – Solid-state Relay
SVC – Static var compensator; Sensorless Vector Control
SVM – Space Vector Modulation
THCD – Total Harmonic Current Distortion
THD – Total Harmonic Distortion
THVD – Total Harmonic Voltage Distortion
TTL – Transistor-transistor logic
UPS – Uninterruptible Power Supply
V – Volt, voltage
VAC – Volt of an Alternating Current
VDC – Volt of an Direct Current
VFD – Variable Frequency Drive
VSI – Voltage source inverter
W – Watt
ZCS – Zero-current switched
ZCZVS – Zero-current zero-voltage switched
ZVS – Zero-voltage switched

Низьковольтні перетворювачі частоти з ШІМ провідних виробників¹⁾

Серія	ACS100	ACS550	ACS800	Altivar 12	Altivar 312	Altivar 61	Altivar 71
Потужність, кВт	0,12...2,2	0,55...315	0,55...2800	0,18...4	0,18...15	0,75...2400	0,75...2000
Напруга живлення, В	200...240	380...480	208...690	200...240	200...600	380...690	400...690
Частота модуляції, кГц	4; 8; 16	1...12		2...16	2...16	1...16	1...16
Вихідна частота, Гц	0...300		0...300	0,5...400	0,5...500	0,5...1000	0...1600
Схема та пульсність вхідного випрямляча ²⁾	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6)	3фм (6) ⁶⁾ ; 3фс(12;18)	1фм (2); 3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6); 3фс(12)	3фм (6); 3фс(12)
Інвертор ²⁾	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм
Закони частотного керування	$U/f = const$	+	+	+	+	-	+
	$U/f^2 = const$	+	+	-	+	+	+
	Векторне без ДП	-	-	+	+	+	+
	Векторне з ДП	-	-	+	-	+	+
Кількість настроюваних параметрів		310	474	180	183	423	548
ККД ³⁾ , %			97...98				97,5
Коефіцієнт потужності	0,98		0,93...0,99				
Кількість входів (аналог./дискр.)	1/3	2/6	3/7	1/4	3/6	2/7	2/7
Кількість виходів (аналог./дискр.)	-/1	2/3	2/3	1/2	1/3	1/2	1/2
Способи гальмування ⁴⁾	В; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ
Діапазон регулювання швидкості				20	40	100	1000
Регулятор технологічного параметру	-	ПД×2	П	ПД	П	ПД	ПД
Охолодження ⁵⁾	П	П, ПП	ПП	П	П, ПП	ПП	ПП
Ступінь захисту	IP20	IP20	IP00... IP55	IP20	IP20	IP21...IP54	IP00... IP54
Фірма-виробник	ABB (Швеція)			Schneider Electric (Франція)			
Web-адреса	www.abb.com			www.s-e.com.ua			

Примітки:

- 1) порожня клітинка – дані відсутні;
- 2) 1фм – однофазний міст; 3фм – трифазний міст; 3фс – трифазний складений випрямляч;
- 3) за номінальних навантаження та частоти;
- 4) В – вибіг, ДГ – динамічне гальмування, РГ – рекуперативне гальмування;
- 5) П – природне, ПП – повітряне примусове, В – водяне, М – масляне;
- 6) активний випрямляч

Низьковольтні перетворювачі частоти з ШІМ провідних виробників (продовження)

Серія	SJ100	SJ300	VF-S9	FR-S500E	FR-A740	J7	F7	
Потужність, кВт	0,2...4	0,75...132	0,2...15	0,2...4	0,55...630	0,1...4	0,55...300	
Напруга живлення, В	200...460	380...480	200...400	200...480	200...480	200...480	380...480	
Частота модуляції, кГц	0,5...16	0,5...15	2...16,5	0,7...14,5	0,7...14,5	2,5...10	2...15	
Вихідна частота, Гц	0,5...360	0,1...400	0,5...400	0,5...120	0,2...400	0,1...400	0,01...400	
Схема та пульсність вхідного випрямляча	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6)	
Схема інвертора	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	
Закони частотного керування	$U/f = const$	+	+	+	+	+	-	+
	$U/f^2 = const$		+	-	+	+	-	+
	Векторне без ДП	+	+	+	-	+	-	+
	Векторне з ДП			+	-	+	-	+
	ВЧХ користувача	+		+	-	+	+	-
Кількість настроюваних параметрів		317		129	702	80	303	
ККД, %								
Коефіцієнт потужності								
Кількість входів (аналог./дискр.)	2/6	2/8	3/6	2/5	3/12	1/4	2/5	
Кількість виходів (аналог./дискр.)	1/3	3/6	2/3	1/2	2/7	1/1	2/3	
Способи гальмування	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; ДГ	В; РГ; ДГ	
Діапазон регулювання швидкості					1500		1000	
Регулятор технологічного параметру	-	ПІД	ПІ	ПІД	ПІД	-	ПІД	
Охолодження	П; ПП	П; ПП	П; ПП	П; ПП	П; ПП	П; ПП	ПП	
Ступінь захисту	IP20	IP20	IP20	IP20	IP20	IP20	IP20	
Фірма-виробник	Hitachi (Японія)		Toshiba (Японія)	Mitsubishi Electric (Японія)		Omron (Японія)		
Web-адреса	www.hitachi.com; www.el-drive.com.ua		www.tosvert.ru	www.mitsubishi-automation.com		www.omron.com.ua		

Низьковольтні перетворювачі частоти з ШІМ провідних виробників (продовження)

Серія	АТ04	Транзит	GT 200	Sinamics G110	Micromaster 440	Combimaster ⁷⁾	РЭН2
Потужність, кВт	5,5...315	3...1000	0,37...4	0,12...3	0,12...200	0,12...7,5	3,5...1000
Напруга живлення, В	400	220...660	220...480	200...240	200...600	208...500	220...660
Частота модуляції, кГц	0,6...16	5...10	до 32 кГц		2; 4; 16	4; 16	5...10
Вихідна частота, Гц	0...400	0...1500	0...1000	0...650	0...650	0...140	0...1500
Схема та пульсність вхідного випрямляча	3фм (6)		1фм (2); 3фм (6)	1фм (2)	1фм (2); 3фм (6) ⁶⁾	1фм (2); 3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)
Інвертор	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм
Закони частотного керування	$U/f = const$		+	+	+	+	+
	$U/f^2 = const$				+	+	-
	Векторне без ДП		+		+	+	+
	Векторне з ДП		+	-	-	+	+
	ВЧХ користувача		+		+	+	+
Кількість налаштованих параметрів							
ККД ¹⁾ , %	95	97		90...95	96...97	96	≥97
Коефіцієнт потужності	0,95	0,9...0,95		≥0,95	≥0,95	≥0,95	0,9...0,95
Кількість входів (аналог./дискр.)	2/6	4/9	3/3	1/4	2/8	2/3	4/9
Кількість виходів (аналог./дискр.)	2/4	3/2	1/1	0/1	1/2	-/1	2/3
Способи гальмування ⁴⁾	В; РГ	В; ДГ; РГ	В; ДГ	В; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ
Діапазон регулювання швидкості		20...1000					20...1000
Регулятор технологічного параметру	ПІД	ПІ	ПІ		ПІД	ПІ	ПІ
Охолодження ⁵⁾	ПП	ПП	П	П	П, ПП	П	П; ПП
Ступінь захисту	IP00...IP54	IP21, IP54	IP20	IP20	IP20	IP65	IP21, IP54
Фірма-виробник	Корпорація "Тріол" (Україна)	ЗАТ Елтехком (Україна)	ASIRobicon (США)	Siemens (Німеччина)			Концерн "Енергозбереження" (Україна)
Web-адреса	www.triolco rp.com	eltechcom. kharkov. com	www. asirobicon.com	www.siemens.com, www.siemens.ua			

7) встановлюється на двигуні

Низьковольтні перетворювачі частоти з ШІМ провідних виробників (продовження)

Серія	ЭКТ5	Commander SE	Unidrive SP	9300 Vector	AMD-B	VAT 200 V4
Потужність, кВт	1,5...60	0,25...3,7	0,37...1900	0,25...400	0,75...45	0,4...11
Напруга живлення, В	400	200...480	200...480	180...550	220...380	200...480
Частота модуляції, кГц	2...16	3...12	3...16	1...16	1...15	2...16
Вихідна частота, Гц	0...400	0...1000	0...3000	0,02...5000	0,1...400	0,1...650
Схема та пульсність вхідного випрямляча	3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)	3фм (6)	1фм (2); 3фм (6)
Інвертор	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм	3фм
Закони частотного керування	$U/f = const$	+	+	+	-	+
	$U/f^2 = const$		+	+	-	+
	Векторне без ДП	+	-	+	+	+
	Векторне з ДП	+	-	+	-	+
	ВЧХ користувача		+			-
Кількість налаштованих параметрів			557	597		
ККД, %	96		97			
Коефіцієнт потужності	0,98	>0,97				
Кількість входів (аналог./дискр.)	2/6	2/5	3/7	2/8	3/9	1/4
Кількість виходів (аналог./дискр.)	2/6	1/2	2/2	2/4	1/4	1/2
Способи гальмування	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ	В; РГ; ДГ
Діапазон регулювання швидкості				100		50
Регулятор технологічного параметру	ПІД	ПІД	ПІД	ПІД	ПІД	ПІД
Охолодження	ПП	П; ПП	ПП	П, ПП	П, ПП	П
Ступінь захисту	IP21	IP20	IP23	IP20		IP20
Фірма-виробник	Запорізький електроапаратний завод (Україна)	Control Techniques (Велика Британія)		Lenze (Німеччина)	Aparator Control (Польща)	General Electric (США)
Web-адреса	www.zeaz.zp.ua	www.controltechniques.com		www.lenze.com	www.acontrol.com.pl	www.gepowercontrol.com

Перетворювачі частоти напругою 1000 В та вище

Серія		ASC1000	Tosvert-MV	Simovert D	Simovert A	Simovert ML2	Simovert MV
Потужність, МВт		0,315...5	4,5...6	2,9...17,4	0,235...5	5...30	0,66...7,2
Напруга живлення, кВ		2,3...4,16	3,3...6,6	0,95...1,36	0,4...1	3,3	1,2...3,2
Вихідна напруга, кВ		2,3...4	3...6,6	0,98...2,19	0,4...1	3,3	2,3...6
Вихідна частота, Гц		0...200	0...120	0...24	0...60	0...80	0...200
Вхідний випрямляч	Ключі	Діоди	Діоди	6- або 12-пульсний БПЧ ²⁾ (SCR)	SCR	IGCT	IGBT; діоди
	Схема, пульсність	3фс (12; 24)	3фс(18)		3фс (6; 12)	3фм (3р)(12) ⁵⁾	3фм(6) ⁵⁾ ,3фс(12, 24)
Інвертор	Ключі	IGCT	IGBT		SCR	IGCT	IGBT
	Тип	АІН	АІН		АІС	АІН	АІН
	Схема	3фм (3р) ¹⁾	1фм×3(6)		3фм×2 ⁴⁾	3фм(3р)	3фм(3р)
Закони частотного керування	$U/f = const$		+		-	+	+
	$U/f^2 = const$		-	-	-	+	+
	Векторне без ДП	+	+	-	-	+	+
	Векторне з ДП		-	+	+	+	+
ККД, %		98	≥97	≥99			98,7
Коефіцієнт потужності ³⁾		0,96	≥0,95	0,8		1,0	≥0,96
Рекуперація до мережі		-	-	+	+	+	+
Компенсація реактивної потужності		-	-	-	-	+	+
Кількість входів (аналог./дискр.)		2/10	2/2		4/11		2/16
Кількість виходів (аналог./дискр.)		2/4	2/4		4/10		4/12
Діапазон регулювання швидкості					10...100		10...1000
Охолодження		ПП, В	ПП		ПП	В	ПП, В
Ступінь захисту		IP21...IP54	IP20	IP21	IP20...IP42	IP23...IP43	IP21...IP54
Фірма-виробник		ABB (Швеція)	Toshiba (Японія)	Siemens (Німеччина)			
Web-адреса		www.abb.com	www.tosvert.ru	www.siemens.com, www.siemens.ua			

1) 3р – трирівневий,

2) фази навантаження з'єднані в зірку або потенціально розділені;

3) у номінальному режимі;

4) можливе паралельне вмикання двох АІС на спільне навантаження або живлення двообмоткового двигуна;

5) активний випрямляч

Перетворювачі частоти напругою 1000 В та вище (продовження)

Серія		РЭН2	F500HV	AT07	PowerFlex 7000	Silcovert S	Silcovert GN
Потужність, МВт		≤1	0,5...5	1,6...5	0,15...6,77	1...40	6...22
Напруга живлення, кВ		6, 10	3,3	6	2,4...6,6	0,9...6	3...4
Вихідна напруга, кВ		6, 10	3,3	6	2,4...6,6	1,5...6	3,3...4,2
Вихідна частота, Гц		0...1500	0,5...120	0...50	0,2...75	0...120	0...120
Вхідний ви- прямляч	Ключі	Діоди	Діоди	Діоди	SCR; IGCT	SCR	IGCT; діоди
	Схема	3фм (6)	3фс (18; 36)	3фм (6)	3фм (6) ⁵ ; 3фс (6; 18)	3фм (6); 3фс(12; 24)	3фс(12) ⁶ ; 3фс(12; 24)
Інвертор	Ключі	IGBT	IGBT	GTO	IGCT	SCR	IGCT
	Тип	АІН ШІМ	АІН ШІМ	АІН ШІМ	АІС ШІМ	АІС	АІН ШІМ
	Схема	3фм	1фм×4(6)	3фм	3фм	3фм×2 ⁴	1фм×4(6)
Закони частотного керування	$U/f = const$	+	+	+	-	-	
	$U/f^2 = const$	-	-	+	-	-	
	Векторне без ДП	+	-	+	+	+	
	Векторне з ДП	+	-	+	+	+	
	ВЧХ користувача	+	+	+	-	-	
ККД, %		≥97	98	97	98 (SCR); 97,5 (IGCT)	98,5	98,5
Коефіцієнт потужності		0,95	0,95	0,95	0,95 (SCR); >0,98		
Рекуперація до мережі		-	-	-	+	+	+
Компенсація реактивної потужності		-	-	-		-	+
Кількість входів (аналог./дискр.)		4/9	1/3	2/6	2/16		
Кількість виходів (аналог./дискр.)		2/3	2/3	4/6	8/16		
Діапазон регулювання швидкості				20...1000			
Охолодження		ПП		ПП, М	ПП, В	ПП, В	В
Ступінь захисту		IP21, IP54		IP21		IP31	IP31
Фірма-виробник		Концерн “Енерго- збереження” (Україна)	Mitsubishi (Японія)	Корпорація “Тріол” (Україна)	Allen-Bradlay (Канада)	ASIRobicon (США)	
Web-адреса			www.mitsubishi- automation.com	www. triolcorp.com	www.ab.com	www.asirobicon.com	

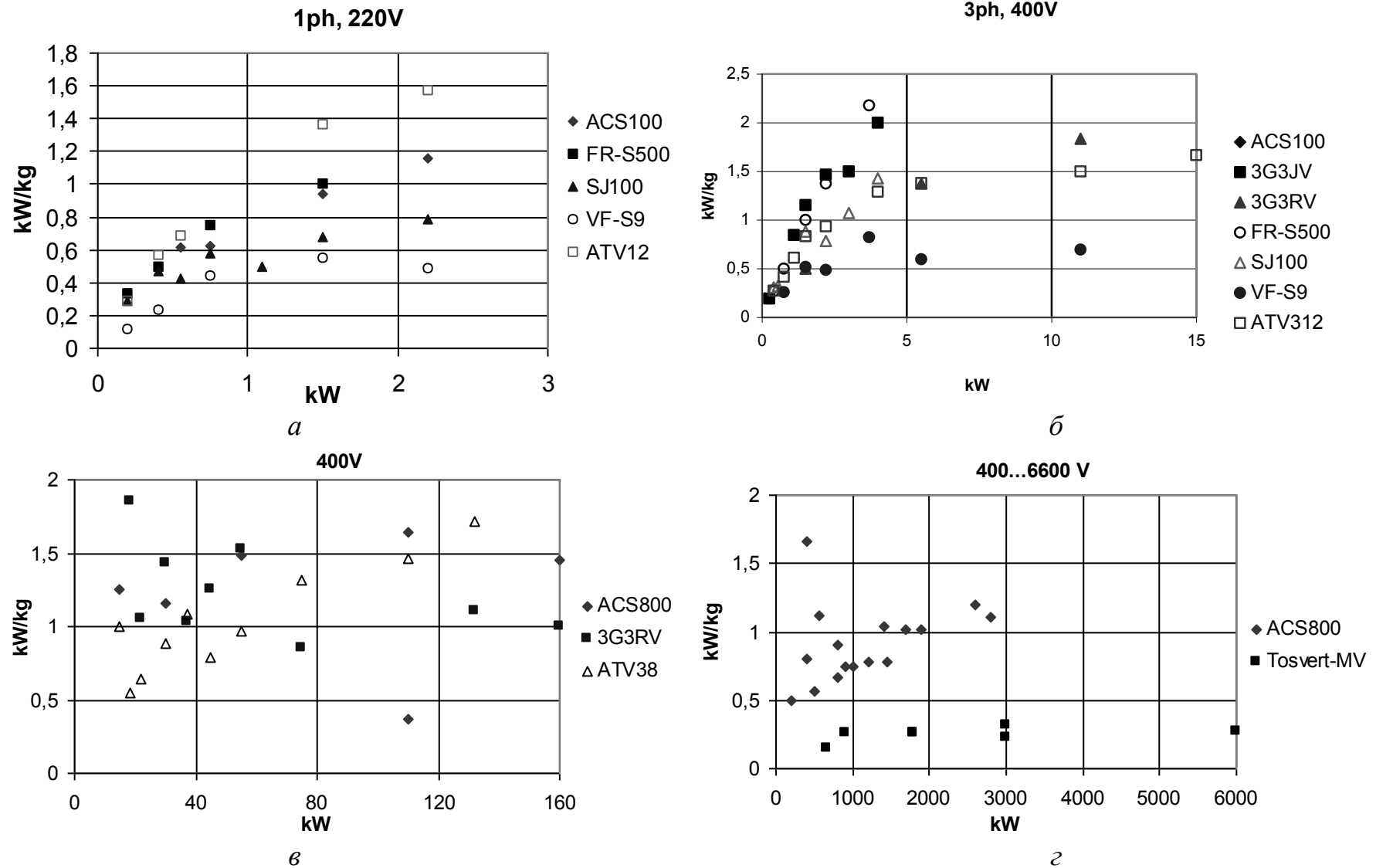


Рис. 1. Питома потужність (кВт/кг) деяких перетворювачів частоти (а – живлення 1×220 В; б – живлення 3×400 В, до 15 кВт; в – живлення 3×400 В, 15...160 кВт; г – живлення 3×(400...6600) В)

Основні скорочення

АВ – активний випрямляч
АД – асинхронний двигун
АІ – автономний інвертор
АІН – автономний інвертор напруги
АІС – автономний інвертор струму
АМ – амплітудна модуляція
БПЧ – безпосередній перетворювач частоти
БТІЗ – біполярний транзистор із ізольованим затвором
ВАХ – вольт-амперна характеристика
ВІ – ведений інвертор
ВЧХ – вольт-частотна характеристика
ГОН – генератор опорної напруги
ДБЖ – джерело безперебійного живлення
ДН – джерело напруги
ДНС – датчик нуля струму
ДС – джерело струму
ДТ – двоопераційний тиристор
ЕП – електропривід
ЕРС – електрорушійна сила
ЗІ – залежний інвертор
ЗХ – зовнішня характеристика
ІДЖ – імпульсне джерело живлення
КВ – керований випрямляч
КЗ – коротке замикання
ККД – коефіцієнт корисної дії
ККП – коректор коефіцієнту потужності
КП – комутаційний пристрій
КР – кільцевий розподільник
ЛПП – логічний перемикальний пристрій
МОН – метал-окис-напівпровідник
НЗК – несиметричний закон комутації
ОБР – область безпечної роботи
ПЛК – програмований логічний контролер
ПНЧ – перетворювач “напруга-частота”
ПЧ – перетворювач частоти
РІ – розподільник імпульсів
РХ – регульовальна характеристика
СЗК – симетричний закон комутації
СІФК – система імпульсно-фазового керування
ФК – формувач імпульсів керування
ЧІМ – частотно-імпульсна модуляція
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція; широтно-імпульсний модулятор
ШП – широтно-імпульсний перетворювач
ШР – широтно-імпульсне регулювання

Список позначень

- α – кут керування випрямляча
 β – кут інвертування; коефіцієнт передачі транзистора за струмом
 γ – шпаруватість
 δ – зсув діаграм роботи ключів фаз інвертора з ШПР
 ΔI – амплітуда коливань вихідного струму переривника
 ε – кратність частоти модуляції
 μ – коефіцієнт модуляції
 ν – відносна швидкість двигуна
 ν_I, ν_U – коефіцієнт викривлень струму (напруги)
 τ – мертвий час
 χ – коефіцієнт потужності
 $\cos \varphi$ – коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму
 E – проти-ЕРС навантаження
 f – частота вихідного струму
 f_m – частота модуляції
 G_{gq} – коефіцієнт запирання двоопераційного тиристора
 i – миттєвий струм
 I – середній струм
 I_d – середній випрямлений струм
 $I_{вх}$ – середній вхідний струм
 k – коефіцієнт передачі перетворювача каналом керування
 $k_{вн}$ – коефіцієнт використання інвертора за напругою
 $k_{гI}, k_{гU}$ – коефіцієнти гармонік струму (напруги)
 L_n – індуктивність навантаження
 P – активна потужність
 Q – потужність зсуву
 $r_{дин}$ – динамічний опір ключа у відкритому стані
 R_n – активний опір навантаження
 S – повна потужність
 T – потужність викривлень; період модуляції
 u – миттєва напруга
 U – середня напруга
 U_d – середня випрямлена напруга
 $U_{m\phi(k)}, U_{m(k)}$ – амплітудне та діюче значення фазної напруги k -ої гармоніки
 U_{mm} – максимально можливе значення амплітуди першої гармоніки фазної напруги АІН
 u_k – напруга керування (на вході системи керування перетворювачем)
 $u_{оп}, U_{опm}$ – опорна напруга та її амплітудне значення
 $U_{пор}$ – порогова напруга

Предметний покажчик

Аварійні режими в ПЧ 217

Активне запирання ключа 13

Алгоритм керування АІН:

120° 101

180° 94

Вхідний випрямляч ПЧ:

активний 205

діодний 190

складений 197

діодно-транзисторний 209

тиристорний 190

Гармоніки:

вихідної напруги АІН:

з АМ 91, 135, 138, 139

з ШІМ 129

з ШІР 116, 120

вихідного струму АІС 171

Генератор трикутної напруги 49

Джерела:

безперебійного живлення 277

імпульсні 270

з ланкою змінного струму

однотактні 272

двотактні 273

Драйвер 21, 24

двоопераційних тиристорів 26

транзисторів 24...26

Завади електромагнітні в ПЧ 200

Закон комутації:

симетричний 51

несиметричний 54

почерговий 59

Захист ПЧ 219

Інвертор автономний:

класифікація 87

напруги:

з амплітудною модуляцією 88

з широтно-імпульсним регулюванням 115

з широтно-імпульсною модуляцією 122

зі штучною комутацією 106

однофазний

зі спільною точкою 93

мостовий 88

півмостовий 259
робота на проти-ЕРС 102
складений 144
трирівневий 133
трифазний мостовий:
з амплітудною модуляцією 94
з широтно-імпульсним регулюванням 117
з широтно-імпульсною модуляцією 125
зі штучною комутацією:
міжфазною 106
пофазною 108
спільною 109

струму:

ведений навантаженням 183
зі штучною комутацією 171, 174, 176
однофазний мостовий 168
робота на проти-ЕРС 179
трифазний мостовий 172
перенапруги 177

Керування:

безпосереднім ПЧ 240

інвертором:

з амплітудною модуляцією 110
з модуляцією просторового вектора напруги 147
з синусоїдальною ШІМ 125, 141
релейне 156

переривником:

двоквадрантним 50
мостовим 51
паралельним 52
послідовним 48

Ключ силовий:

вибір 214
для БПЧ 245
квазірезонансний 281
порівняння 32

Коефіцієнт:

використання інвертора за напругою 125, 129
викривлень 91, 139, 173
гармонік 91, 139, 173
модуляції 124, 143
передачі АІН із ШІМ 132
потужності ПЧ:
дволанкового 193
безпосереднього 254

Комутація ключів:

машинна 183

м'яка 280

за нуля напруги 284

за нуля струму 281

примусова (штучна):

двоступенева 78

індивідуальна 75

міжфазна 106

одноступенева 76

пофазна 108

спільна 109

Коректор коефіцієнту потужності:

однофазний 201

трифазний 203

Мертвий час 50

компенсація 68

Модуль силовий 21

інтелектуальний 31

схеми 22

Модуляція:

амплітудна (АМ) 89

частотно-імпульсна (ЧІМ) 37

широотно-імпульсна (ШІМ) 37

двополярна 47

однополярна 38, 126

на несучій 122

на основній 116

синусоїдальна 122, 126, 142, 146

векторна 147

Перекидання інвертора струму 184**Переривник:**

багатофазний (багатотактний) 73

двоквадрантний 44, 46

інвертувальний 271

коливання вихідного струму 70

мостовий 48

одноквадрантний 36, 40, 43

паралельний (підвищувальний) 40, 43

півмостовий 46

послідовний (знижувальний) 36

реверсивний 46, 48

Перетворювач “напруга-частота” 111**Перетворювач частоти:**

безпосередній 242

з природною комутацією 247

зі штучною комутацією 256

двоступеневий 87, 186

порівняння 266

Рівняння енергетичного балансу:

інвертора напруги 92

інвертора струму 173

переривника 37

Розподільник:

імпульсів 114

кільцевий 113

Середня вихідна напруга переривника:

з двополярною ШІМ 47

з однополярною ШІМ 37

Снабер:

активний 267

для тиристорів:

одноопераційних 12

IGCT 21

для транзисторів 12

Способи гальмування в ПЧ 186

Субгармоніки 247

Тиристор:

графічне позначення 11

двоопераційний

GCT (IGCT) 20

GTO 18

одноопераційний 8

Транзистор силовий:

біполярний 13

Дарлінгтона (складений) 13

з ізольованим затвором (IGBT) 17

область безпечної роботи 14

польовий (MOSFET) 16

траєкторії перемикання 15

Характеристики переривника:

регульовальна 63

зовнішня 61

Широтно-імпульсний модулятор 50

Шпаруватість 37

Енергетичні показники ПЧ 189

Навчальне видання

Казачковський Микола Миколайович

АВТОНОМНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Навчальний посібник

Видання друге, виправлене та доповнене

Підписано до видання 26.12.2017.

Електронний ресурс. Авт. арк. 22,16.

Підготовлено й видано

у Державному вищому навчальному закладі

«Національний гірничий університет».

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004

49005, м. Дніпро, просп. Д. Яворницького, 19.