

Міністерство освіти та науки України
Національна гірнича академія України

М.М.Казачковський

АВТОНОМНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Затверджено до видання науково-методичною радою академії
як навчальний посібник для студентів спеціальності 7.092203
«Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»
(протокол №5 від 05.05.2000)

Дніпропетровськ

2000

УДК 621.314

Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти: Навчальний посібник/М.М.Казачковський. - Дніпропетровськ: НГА України, 2000. - 197 с.

Розглянуті принцип дії, режими роботи та основні характеристики переривників постійного струму, автономних інверторів напруги та струму, двоступеневих та безпосередніх перетворювачів частоти, способи керування ними та їх захисту. Особливу увагу приділено специфіці використання перетворювачів у складі електропривода (роботі на проти-ЕРС та в режимі рекуперації), регулювальним та зовнішнім характеристикам, інверторам з ШІМ та безпосереднім перетворювачам частоти, поліпшенню форми вихідної напруги та енергетичних показників перетворювачів.

Рецензенти: канд. техн. наук, доц. В.Б. Зворикін (Національна металургійна академія України), канд. техн. наук, доц. О.М.Галушко (Національна гірничча академія України)

© НГА України,

2000

© М.М.Казачковський

2000

ПЕРЕДМОВА

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. У посібнику розглядаються схеми силового кола, принцип дії, режими роботи, електромагнітні процеси та принципи керування автономних перетворювачів (переривників постійного струму, інверторів напруги та струму), а також перетворювачів частоти (двоступеневих та безпосередніх).

Це видання є продовженням посібника, присвяченого керованим випрямлячам [23]. Чимала увага, приділена переривникам постійного струму (широтно-імпульсним перетворювачам), обумовлена насамперед методичними потребами: знайомство з ними є першим кроком до вивчення автономних інверторів (насамперед інверторів напруги). Розглянута робота перетворювачів на проти-ЕРС (у тому числі в режимі рекуперації), способи поліпшення їх енергетичних показників. Докладно розглянуті найбільш перспективні різновиди перетворювачів (інвертори напруги з широтно-імпульсною модуляцією та безпосередні перетворювачі частоти зі штучною комутацією).

Особливість посібника - у великій кількості ілюстрацій, які пояснюють перебіг електромагнітних процесів у перетворювачах.

Посібник призначений для студентів спеціальності 7.092203 «Електро-механічні системи автоматизації та електропривод» та інших спеціальностей електромеханічного і електротехнічного профілю.

1. ПЕРЕРИВНИКИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

1.1. Принцип імпульсного регулювання.

Найпростіший послідовний переривник

Переривники постійної напруги (інша назва - широотно-імпульсні перетворювачі - ШІП) призначені для регулювання напруги споживачів постійного струму (найчастіше - електричних двигунів). Використовуються в електроприводах верстатів з 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.1.1.

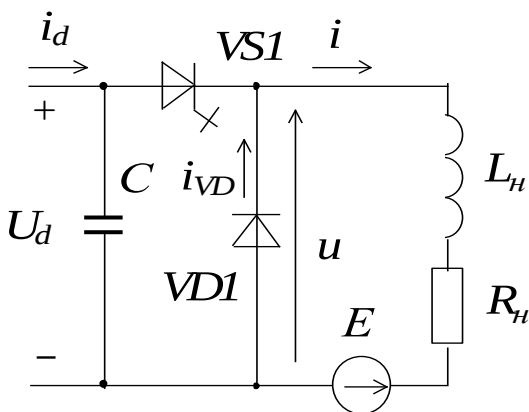


Рис.1.1. Послідовний переривник

Оскільки живильна напруга незначуща, 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.1.1 тиристор ввімкнений послідовно з навантаженням (відтого і назва переривника). Регулювання вихідної напруги здійснюється завдяки

періодичному відкриванню напівпровідникового ключа. Конденсаторний фільтр на вході переривника виконує функції:

- згладження пульсацій живильної напруги;
- захисту ключа від перенапруг, які виникають після його закривання внаслідок наявності індуктивних елементів у колі джерела живлення;
- накопичення енергії, яка надходить від навантаження при однобічній провідності джерела живлення (в схемі рис.1.1 такий режим неможливий).

А) Робота послідовного переривника на RL -навантаження

Процеси в колі активно-індуктивного навантаження (проти-ЕРС на рис.1.1 відсутня) описуються диференціальним рівнянням

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

Коли ключ $VS1$ відкрито, до навантаження прикладена напруга U_d , і від джерела постійної напруги через нього тече струм, який експоненційно зростає в часі (рис.1.2). 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.

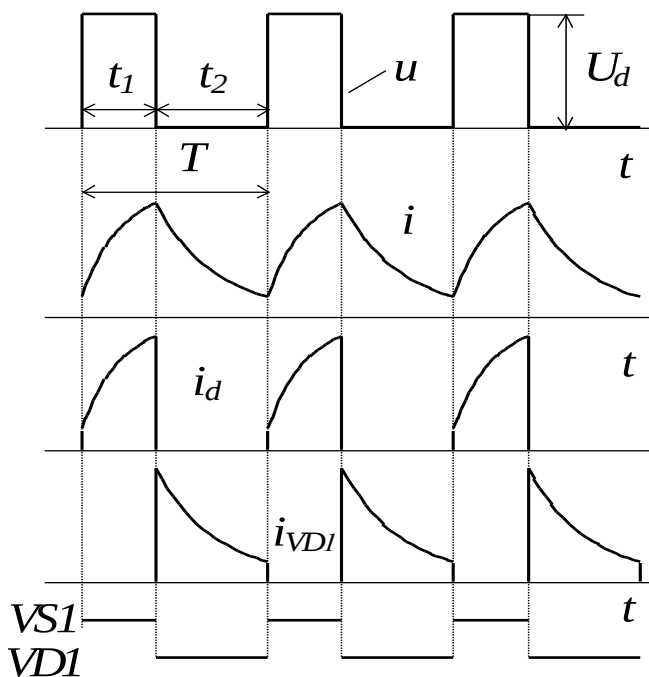


Рис.1.2. Процеси при RL -навантаженні

На інтервалі часу t_1 (рис.1.2) 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

$$U = \gamma U_d, \quad (1.1)$$

де $\gamma = t_1/T$ - шпаруватість; T - період модуляції.

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

Середній струм, споживаний переривником

$$I_d = \gamma I = \gamma U / R_n.$$

Використовуються два основних способи імпульсного регулювання: широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) та частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ). При широтно-імпульсній модуляції зміна шпаруватості відбувається шляхом зміни тривалості інтервалу провідності ключа t_1 при незмінному періоді модуляції T . При частотно-імпульсній модуляції зміна шпаруватості здійснюється за рахунок зміни тривалості інтервалу t_1 при незмінній паузі t_2 . При цьому змінюється період модуляції $T = t_2 / (1 - \gamma)$ (рис.1.3). Найбільш поширена широтно-імпульсна модуляція, яка надалі і розглядатиметься. Спосіб модуляції, при якому до навантаження прикладається напруга лише одного знаку, називають однополярною модуляцією.

При активно-індуктивному навантаженні режим переривистого струму неможливий,

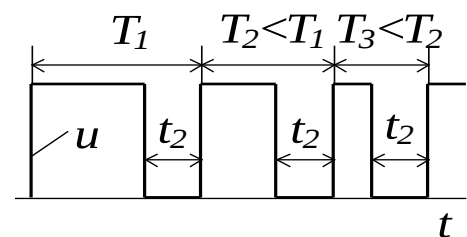


Рис.1.3. Частотно-імпульсна модуляція

оскільки струм змінюється експоненційно, 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 $T_H = L_H / R_H$.

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:

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

При великих шпаруватостях та малих проти-ЕРС це мало впливає на характер процесу, але збільшення проти-ЕРС або зменшення шпаруватості неминуче 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 відкривання ключа, бо певна кількість енергії, яка б могла піти на створення електромагнітного поля, споживається джерелом проти-ЕРС. Виникає безструмова пауза (рис.1.4).

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 рів-

нянням (1.1). Проте поява безструмових пауз порушує цю пропорційність (як і для керованих випрямлячів).

Енергія в схемі рис.1.1 внаслідок однобічної провідності ключа може передаватися тільки від джерела напруги через переривник до навантаження.

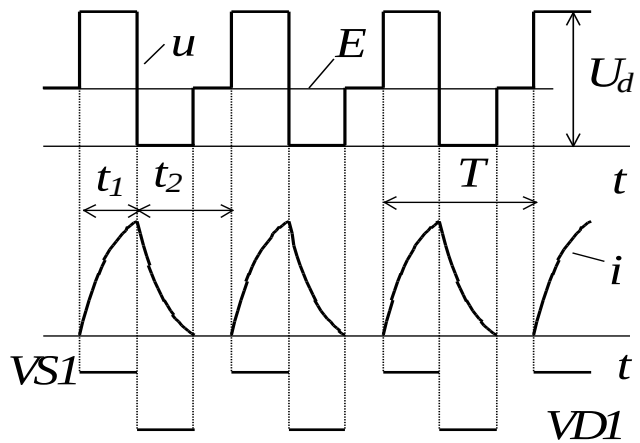


Рис.1.4. Процеси при RLE - навантаженні

1.2. Паралельний переривник

Якщо потрібно змінити напрям передачі енергії, використовують паралельний переривник (рис.1.5). Ця схема працює тільки при наявності у складі навантаження джерела проти-ЕРС E та індуктивності.

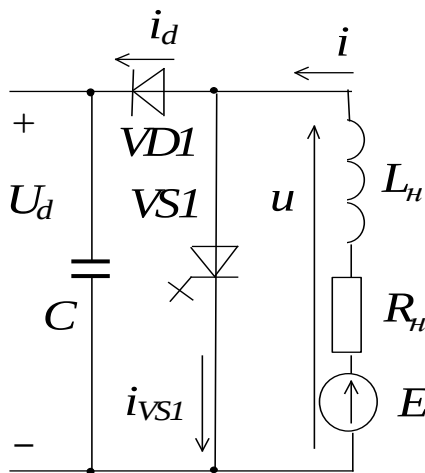


Рис.1.5. Паралельний переривник

Коли відкритий тиристор, виникає короткочасне коротке замикання навантаження, і в ньому під дією ЕРС тече зростаючий у часі струм (рис.1.6), який замикається через тиристор.

Похідна цього струму негативна

$$\frac{di}{dt} = \frac{-E - iR_n}{L_n}$$

і його напрям протилежний тому, який мав місце в схемі рис.1.1.

Індуктивні елементи навантаження під час відкритого стану ключа накопичують електромагнітну енергію. Коли тиристор закривається, струм навантаження починає зменшуватись. 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 по колу «навантаження - $VD1$ - конденсатор C - наванта-

ження». Оскільки проти-ЕРС завжди менша від напруги джерела живлення, похідна струму позитивна

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d - E - iR_n}{L_n} > 0,$$

і струм зменшується.

Енергія, накопичена на попередньому етапі в індуктивності, віддається конденсатору, підзаряджаючи його. Таким чином, у схемі рис. 1.5 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:

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

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. 1.1, визначається формулою (1.1), 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.1.6).

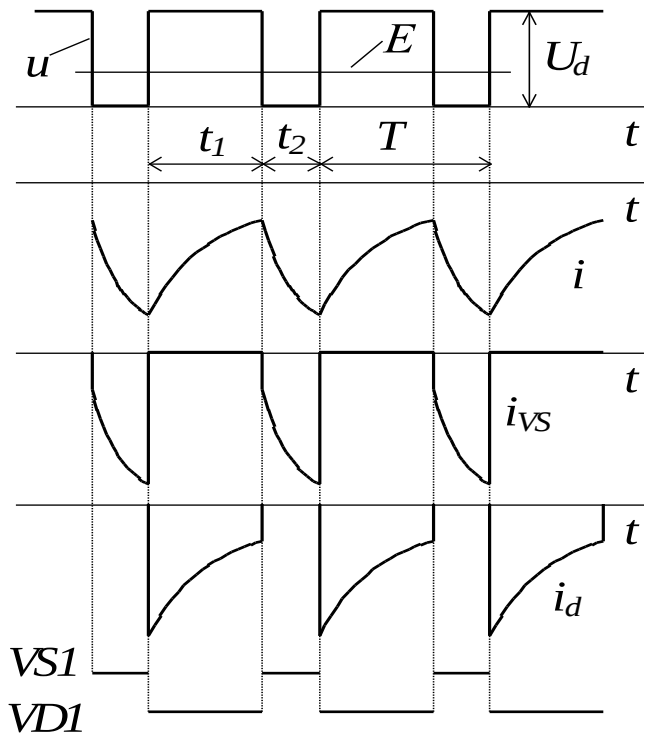


Рис.1.6. Процеси в паралельному переривнику (безперервний струм)

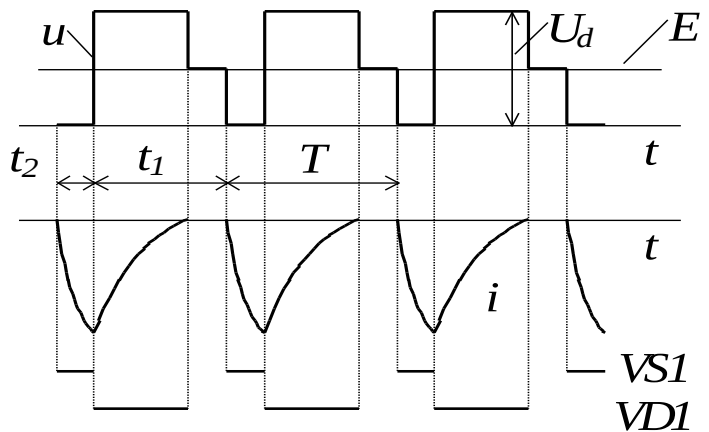


Рис.1.7. Процеси в паралельному переривнику (переривистий струм)

При зменшенні проти-ЕРС або тривалості відкритого стану тиристора настає, як і в попередній схемі, режим переривистого струму (рис. 1.7).

1.3. Двоквадрантний переривник

Усунути безструмову паузу та забезпечити можливість зміни напрямку струму навантаження можна, об'єднавши схеми рис.1.1 та 1.5 (рис.1.8).

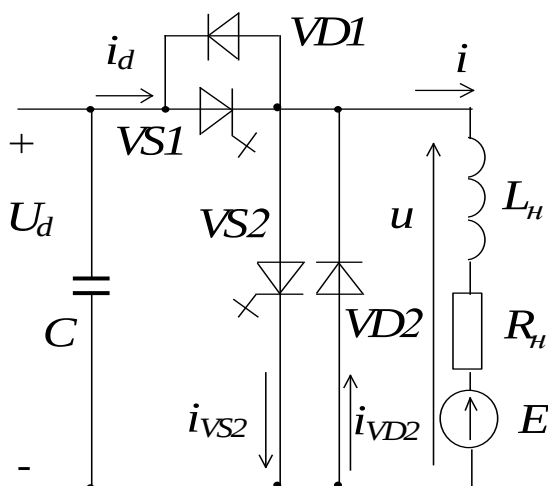


Рис.1.8

Двоквадрантний переривник

У цій схемі ключі отримують керуючі імпульси у протифазі. Однак після закривання одного з них інший відкриється тільки тоді, коли струм навантаження змінить знак (інтервали t'_2 для $VS1$ та t'_1 для $VS2$ на рис.1.9). Тому на рис.1.9 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 $\gamma = t_1/T$.

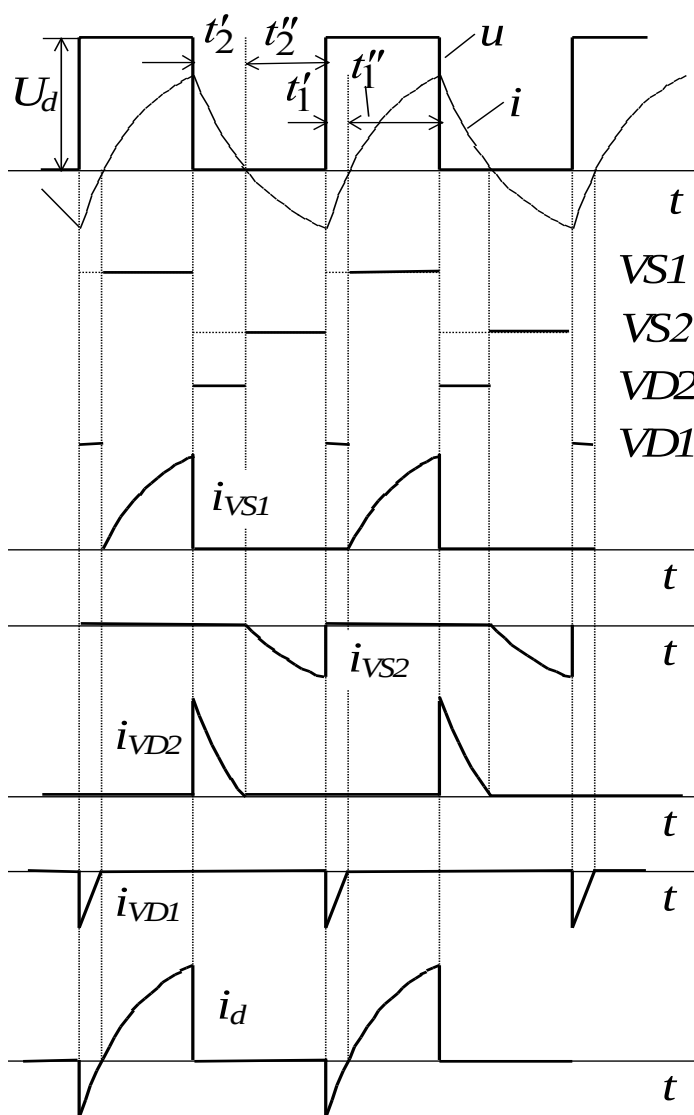


Рис.1.9. Процеси у двоквадрантному переривнику

На рис.1.9 зображені часові діаграми для випадку малого навантаження електричного двигуна, коли його ЕРС близька до середньої вихідної напруги переривника. Середнє значення струму $I = \frac{U_d \cdot \gamma - E}{R_n}$ 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:

- 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.1.2), 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.1.6).

При роботі 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, які можуть 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 силовий ключ вмикають розрядний резистор, на якому розсіюється невикористана енергія.

1.4. Реверсивні переривники

У схемі рис.1.8 можливий реверс лише вихідного струму, але не напруги. В реверсивних електроприводах, які потребують зміни напрямку обертання, використовують чотириквadrантні (реверсивні) переривники.

На рис.1.10 зображений реверсивний переривник з двополярним джерелом живлення (або зі спільною точкою). У схемі використані транзисторні ключі, оскільки подібні переривники використовуються в електроприводах малої потужності.

Ключі в схемі рис.1.10 працюють звичайно по черзі. Завдяки цьому до навантаження по черзі прикладається напруга різних знаків (позитивна при відкритому $VT1$ та негативна, якщо відкриті $VT2$ або $VD2$). Коли шпаруватість $\gamma = t_1/T \gg 0,5$, а проти-ЕРС досить невелика,

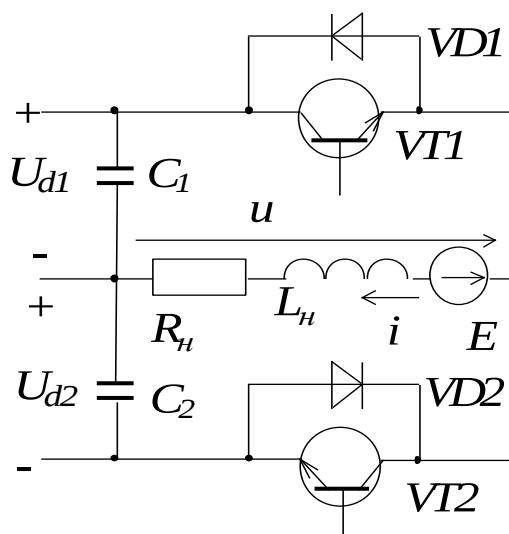


Рис.1.10. Реверсивний переривник зі спільною точкою

вихідний струм протікає в напрямку, показаному на рис.1.10. Часові діаграми для цього випадку наведені на рис.1.11. Коли закривається ключ $VT1$, струм навантаження під впливом ЕРС самоіндукції продовжує текти через $VD1$ та конденсатор C_2 , підзаряджаючи останній. Через відкритий діод до навантаження прикладається напруга іншого знаку. Такий спосіб модуляції називають двополярною модуляцією.

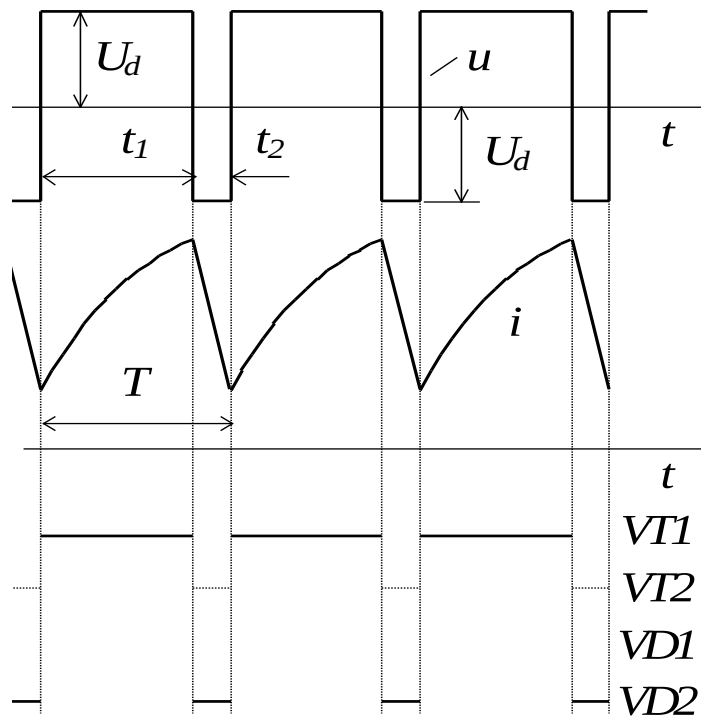


Рис.1.11. Процеси в реверсивному переривнику (великі струми)

Середня напруга переривника при двополярній модуляції

$$U = \frac{1}{T} \int_0^T u dt = \frac{U_d t_1 - U_d t_2}{T} = (2\gamma - 1)U_d. \quad (1.2)$$

Зменшення шпаруватості або збільшення проти-ЕРС зменшує струм навантаження. Якщо внаслідок цього протягом інтервалу t_1 струм встигає впасти до нуля, відкривається вже й ключ $VT2$, на базі якого позитивний потенціал присутній одразу після закривання $VT1$. Завдяки цьому струм може змінити знак, і безструмова пауза не виникає (рис.1.12). Подальше зменшення шпаруватості призводить до зміни знаку середніх напруг та струму. Тепер уже не працюватиме ключ $VT1$.

При двополярній модуляції коливання струму вдвічі більші, ніж при однополярній. 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.1.10 є перебіг напруг між джерелами U_{d1} та U_{d2} , якщо тривалості роботи ключів $VT1$ та $VT2$ на якомусь етапі суттєво відрізняються одна від одної. Це вимушує використовувати розрядні ланцюги для вирівнювання напруг на конденсаторах C_1 та C_2 .

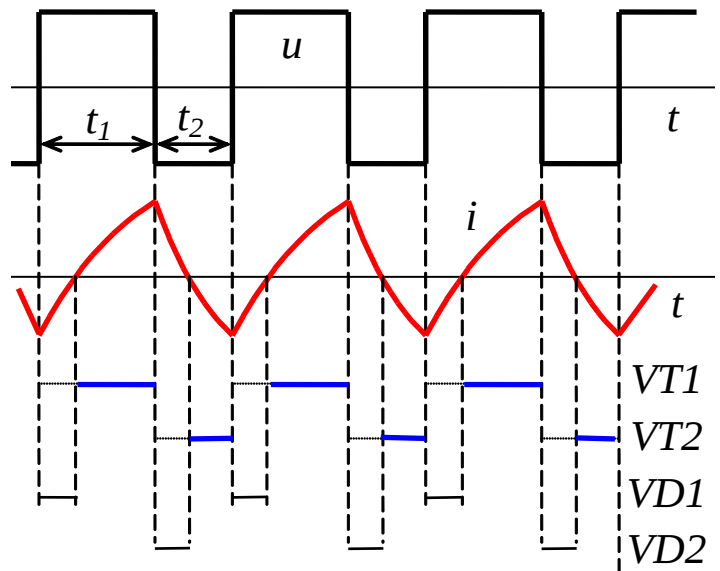


Рис.1.12. Процеси в реверсивному переривнику (малі струми)

Найчастіше в реверсивних електроприводах використовується мостовий переривник (рис.1.13). Хоча в ньому вдвічі більше напівпровідникових приладів порівняно зі схемою рис.1.1, але більш просте джерело живлення та більші можливості для регулювання.

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.

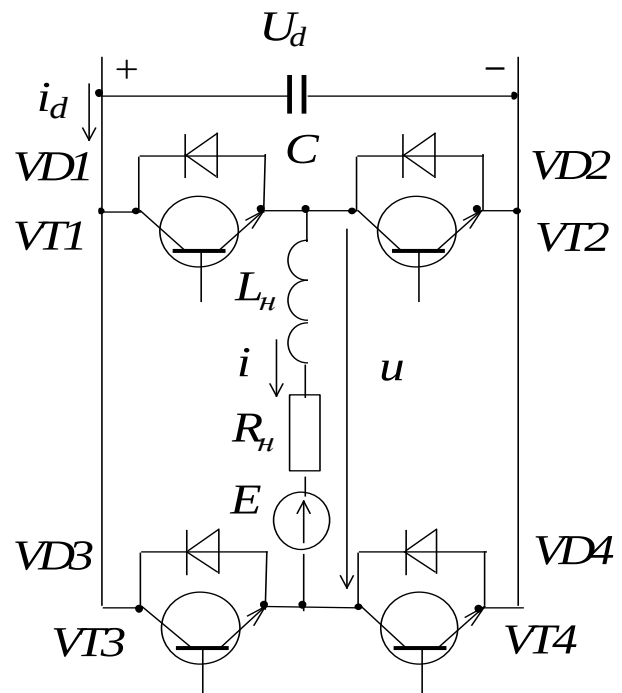


Рис.1.13. Мостовий переривник

1.5. Керування нереверсивними переривниками постійної напруги

Системи керування переривниками, як і СІФК випрямлячів, 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.1.14, а її часові діаграми - на рис. 1.15.

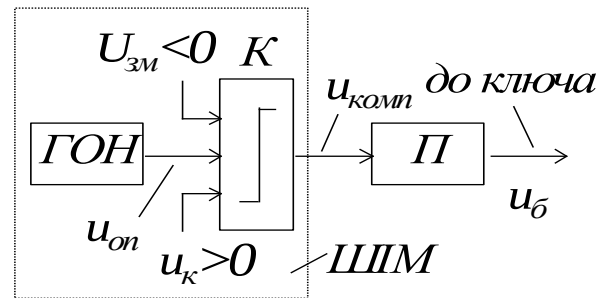


Рис.1.14. Система керування послідовними переривником

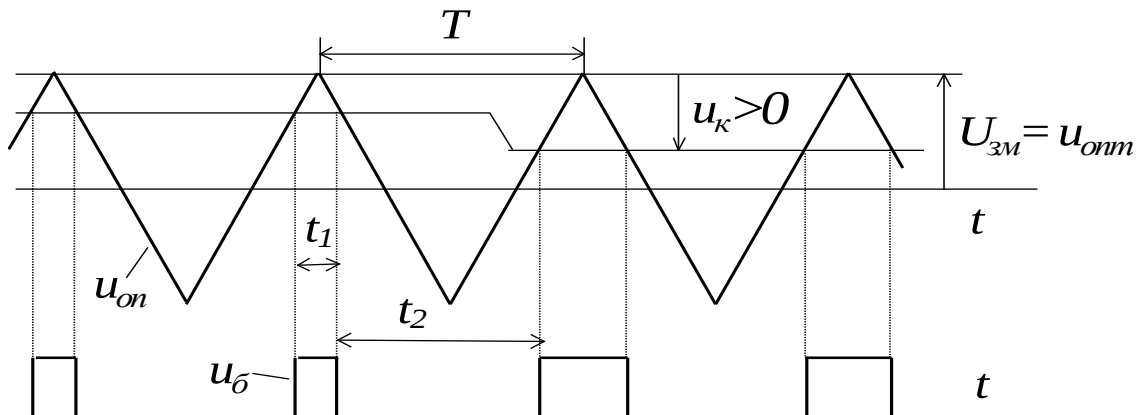


Рис.1.15. Процеси в системі керування послідовним переривником

До входів компаратора K подаються три напруги:

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

Призначення напруги зміщення таке ж саме, як і в СІФК випрямлячів: забезпечення нульової вихідної напруги переривника при нульовій напрузі ке-

рування. Завдяки цій напрузі регульовальна характеристика переривника при безперервному струму проходить через початок координат.

У системах керування переривниками використовуються генератори опорної напруги автоколивного типу. Одна з можливих схем такого генератора та його часові діаграми зображені на рис.1.16.

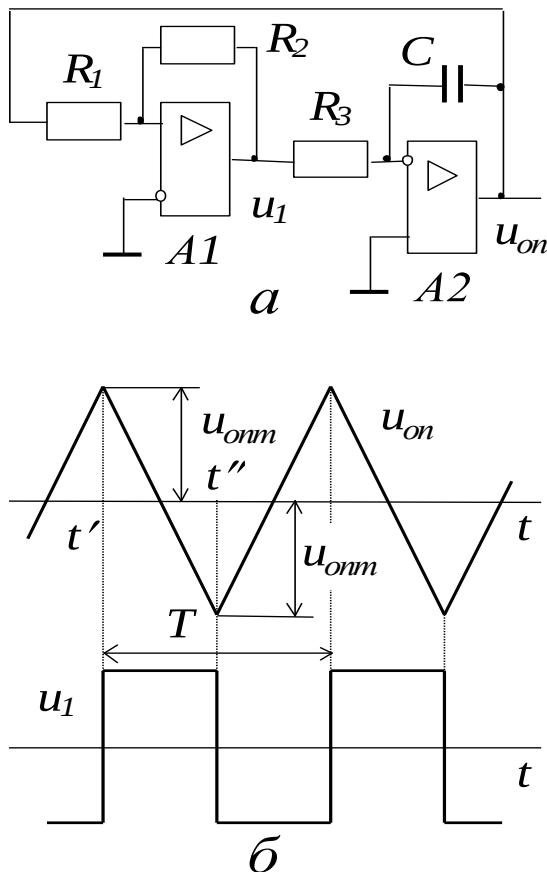


Рис.1.16. Генератор трикутної напруги

Генератор складається з компаратора $A1$ з 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 деякий 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 перемикання компаратора $\Delta = U_{1m} \frac{R_1}{R_2}$, сумарний сигнал на

неінверсному вході компаратора стане по-

зитивним, він перенасититься (момент часу t' на рис.1.16,а). До входу інтегратора надійде позитивна напруга, завдяки чому його вихідна напруга почне лінійно знижуватися. Коли вона, ставши негативною, досягне рівня $u_{on} = -\Delta$ (момент часу t''), компаратор перенасититься у зворотному напрямку. Опорна напруга знову почне зростати за законом

$$u_{on} = \frac{U_{1m}}{R_3 C} t. \quad (1.3)$$

Таким чином, на виході інтегратора формується трикутна напруга з амплітудою $u_{onm} = \Delta = U_{1m} \frac{R_1}{R_2}$. Період зміни опорної напруги можна знайти,

якщо мати на увазі, що протягом половини періоду її приріст дорівнює $2u_{onm}$.

Підставивши до формули (1.3) $t = T/2$ та $u_{on} = 2u_{onm}$, знайдемо звідти період

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

Сукупність генератора та компаратора K (рис.1.14) іноді називають широтно-імпульсним модулятором (ШИМ).

Коли сума сигналів на входах компаратора позитивна, на його виході присутній позитивний потенціал, який після підсилення в підсилювачі Π проходить до бази або керуючого електроду силового ключа. Тривалість t_1 керуючих імпульсів u_δ на виході системи керування пропорційна керуючій напрузі u_k на її вході (рис.1.15).

Для побудови системи керування паралельним переривником у схемі рис.1.14 досить між компаратором та підсилювачем увімкнути інвертор (рис.1.17). Тоді вихідні імпульси, які подаються до ключа на схемі рис.1.5, будуть інверсні відносно зображених на рис.1.15.

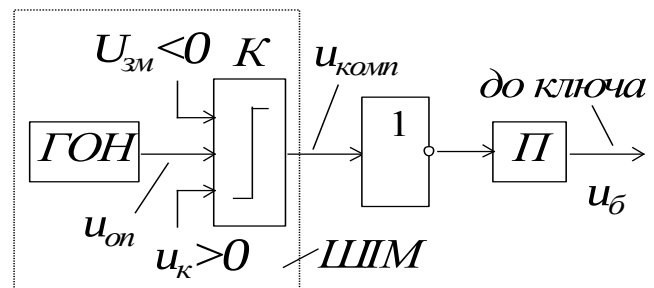


Рис.1.17. Система керування паралельним переривником

Система керування двоквадрантним переривником отримується шляхом об'єднання двох попередніх систем (рис.1.18). 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 $K1$ та $K2$ таким

чином, щоб розсунути моменти закривання одного ключа та відкривання наступного (затримка або «мертвий час» τ на рис.1.19).

Внаслідок цього діод (наприклад, $VD2$ на рис.1.5) завжди встигає відкритись раніше за тиристор ($VS2$). Негативний потенціал від джерела живлення через відкритий $VD2$ прикладається до $VS1$ і прискорює його закривання. Це виключає коротке замикання джерела живлення через два відкриті ключі.

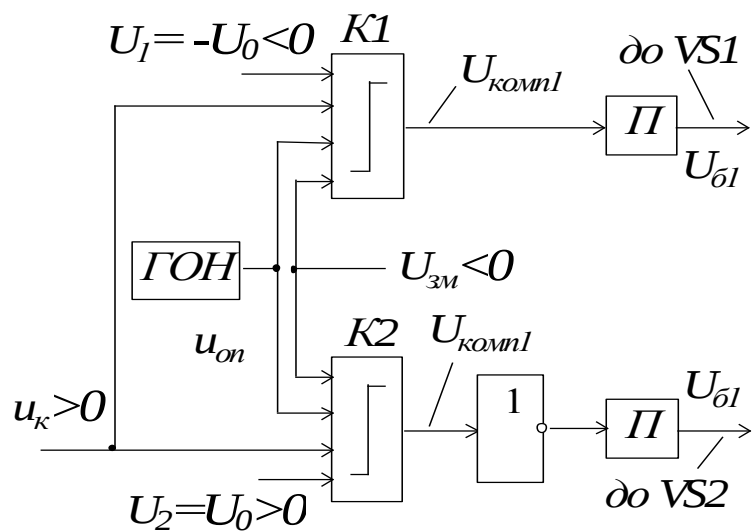


Рис.1.18. Система керування двоквadrантним переривником

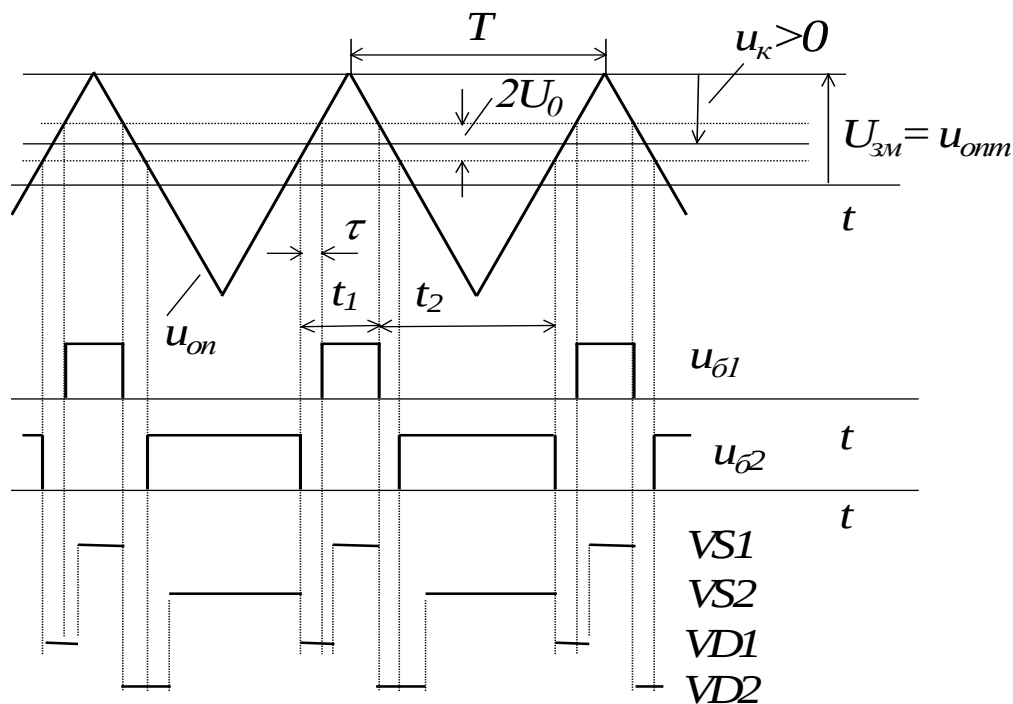


Рис.1.19. Процеси в системі керування двоквadrантним переривником

Модуль напруг U_1 та U_2 , потрібних для забезпечення затримки τ , можна знайти з рис.1.19:

$$U_0 = |U_1| = |U_2| = 2\pi u_{onm} / T.$$

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

1.6. Керування мостовим переривником

Залежно від порядку перемикання 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 $VT2, VT3$) переключаються попарно, забезпечуючи двополярну ШІМ.

Структура системи керування (рис.1.20), 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.

При нульовій керуючій напрузі шпаруватість $\gamma=0.5$, а середня напруга на виході переривника дорівнює нулю. Зміна знаку u_k призводить до зміни знаку

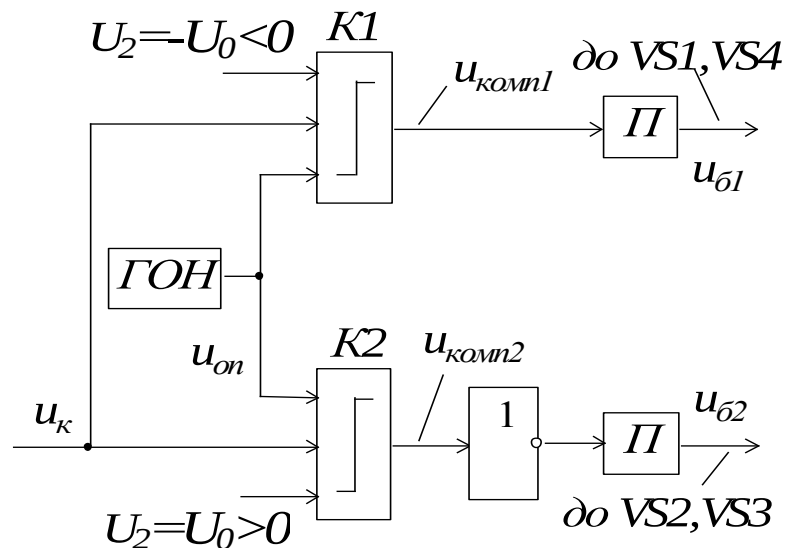


Рис.1.20. Система керування

для симетричного закону комутації

середньої вихідної напруги. Часові діаграми процесів у переривнику та системі

керування для симетричного закону комутації та активно-індуктивного навантаження наведені на рис.1.21 (для спрощення вплив напруг U_1 та U_2 тут не показаний, див. рис.1.19).

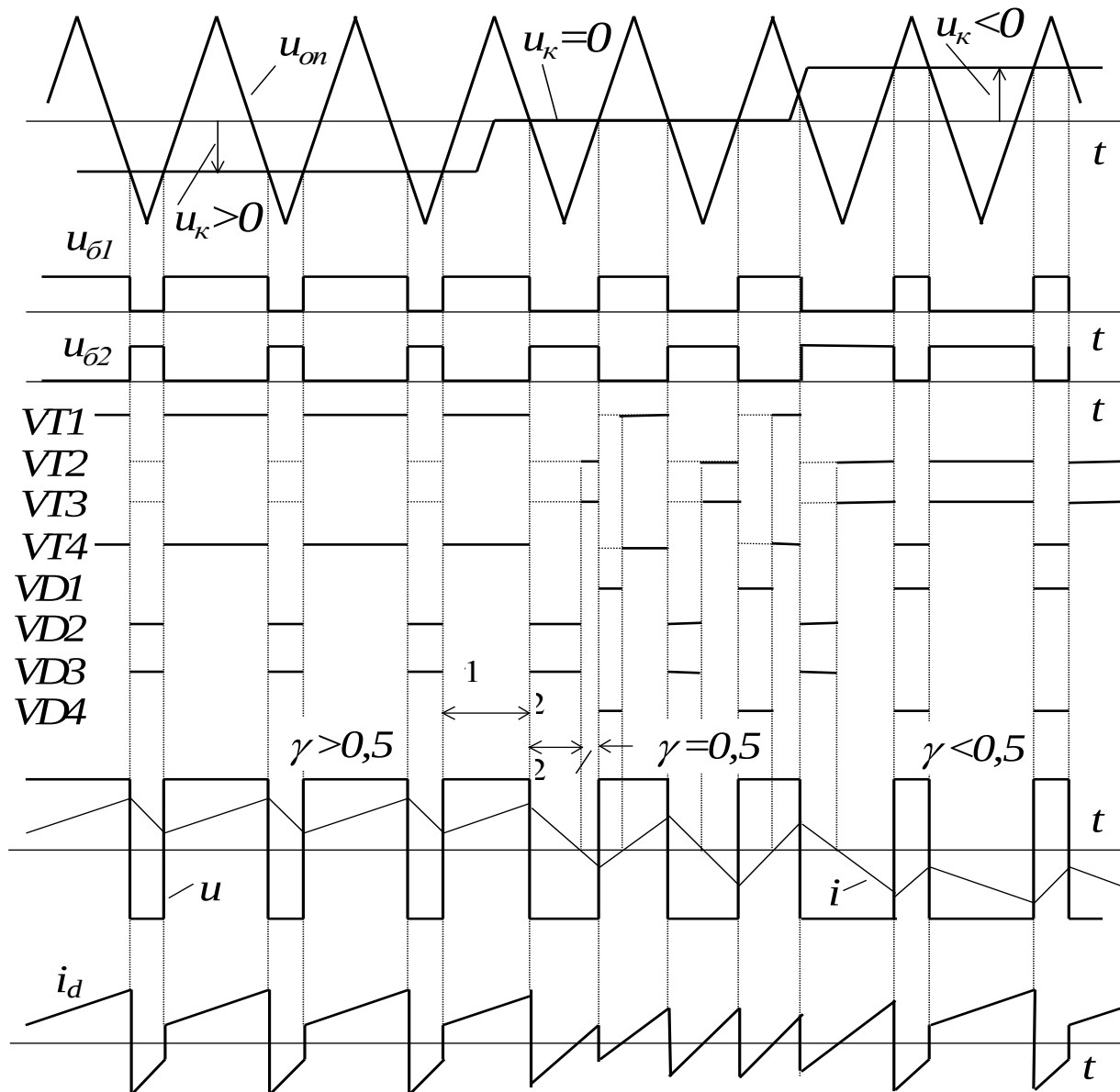


Рис.1.21. Процеси в мостовому переривнику при симетричному законі комутації

При симетричному законі 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.1.21) показані на рис.1.22.

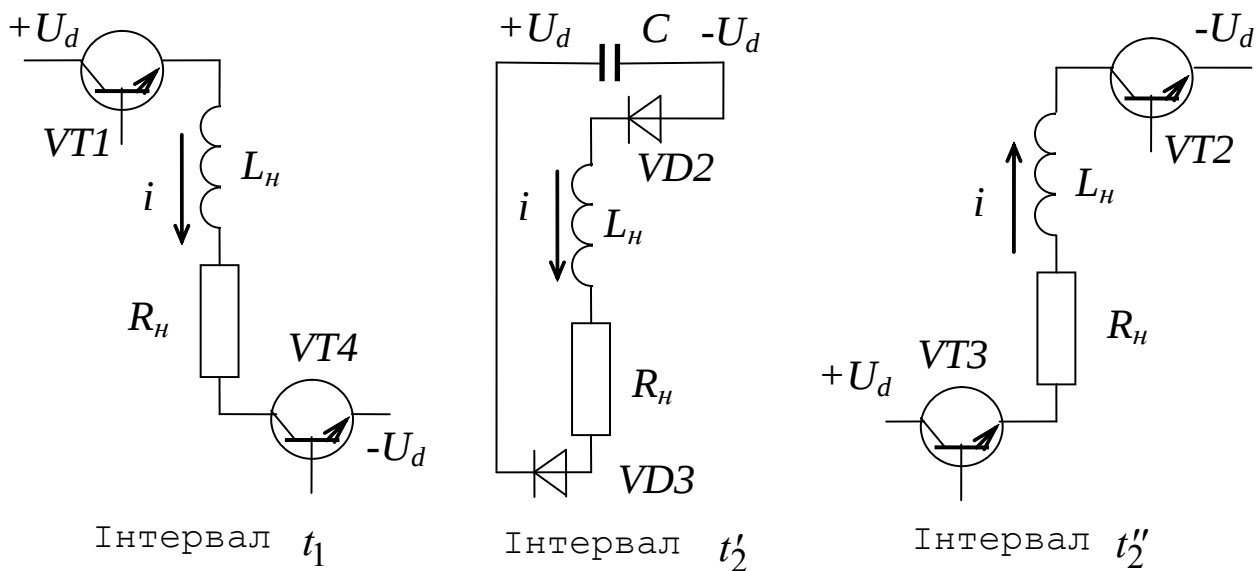


Рис.1.22. Шляхи протікання струму

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.

СЗК найчастіше використовується в високоточних глибокорегульованих швидкодіючих електроприводах малої потужності.

Б) Несиметричні закони комутації

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

- при заданому знаку середньої вихідної напруги регулювання здійснюється за допомогою лише однієї діагоналі;
- друга діагональ при цьому в процесі регулювання або зовсім не приймає участі, або виконує допоміжні функції;
- один з 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, при 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.

Система керування, яка реалізує НЗК без пауз у струмі, зображена на рис.1.23. Легко помітити її схожість з системою, показаною на рис.1.18. Це не випадково, оскільки мостовий переривник складається фактично з двох двоквadrантних переривників ($VT1, VT2$ та $VT3, VT4$).

До відповідних входів кожного з компараторів подаються однакові опорна напруга та напруга зміщення (як і в нереверсивних випрямлячах). 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, що не входять до складу модулюючої групи, керуюча напруга подається з протилежним знаком через інвертор.

Часові діаграми процесів в системі керування та силовій частині наведені на рис.1.24 (вплив напруг U_1 та U_2 не врахований). Спочатку (ліва частина рис.1.24) 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 $VT2$, інверсний відносно сигналу $VT1$.

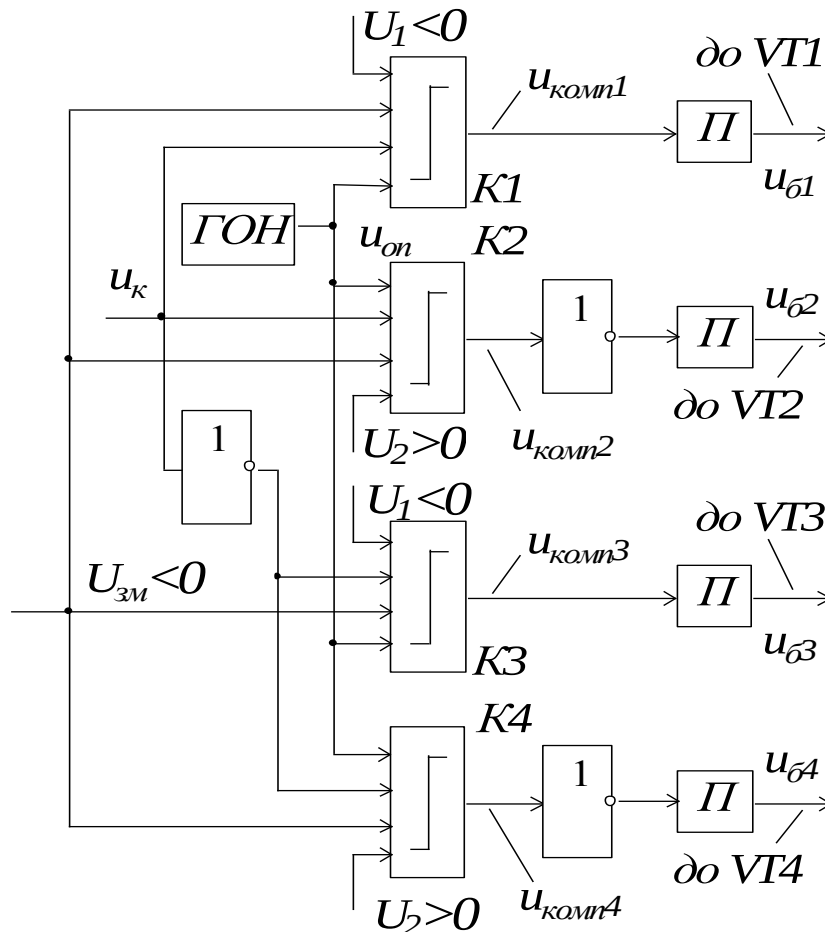


Рис.1.23. Система керування для несиметричного закону комутації без пауз у струмі

Розглянемо роботу схеми на характерних інтервалах часу, позначених на рис.1.24 літерами.

- **Інтервал «а».** Відкриті ключі $VT1$ та $VT4$, до навантаження прикладена

напруга $U_d > |E|$ від джерела живлення, похідна струму

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

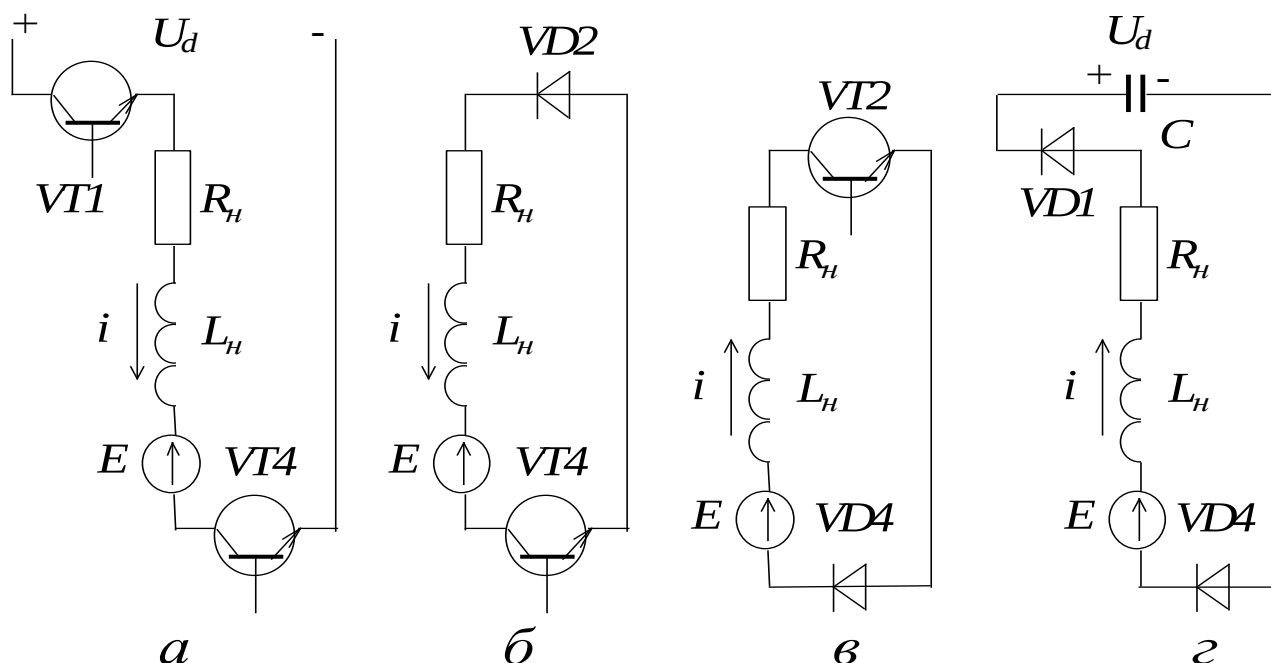


Рис.1.25. Шляхи протікання струму

і струм збільшується. Фрагмент силової схеми для цього інтервалу часу зображений на рис.1.25,а.

- **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. 1.25,б) замкнуте коротко (вихідна напруга $u = 0$). Похідна струму $\frac{di}{dt} = \frac{-E - iR_n}{L_n} < 0$. Струм зменшується.

- **Інтервал «в».** Струм під впливом проти-ЕРС змінює напрямок завдяки тому, що на базі $VT2$ присутній позитивний потенціал (рис.1.25,в).
- **Інтервал «г».** Після закривання ключа струм продовжує текти, але вже діодом $VD1$ та конденсатором (рис.1.25,г). Через відкриті діоди до навантаження знову прикладається позитивна напруга, як і на інтервалі «а». Струм зменшується.

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. 1.24), 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 $i = I_y = -E/R_n$. Електрична машина протягом цього часу працює в режимі динамічного гальмування.

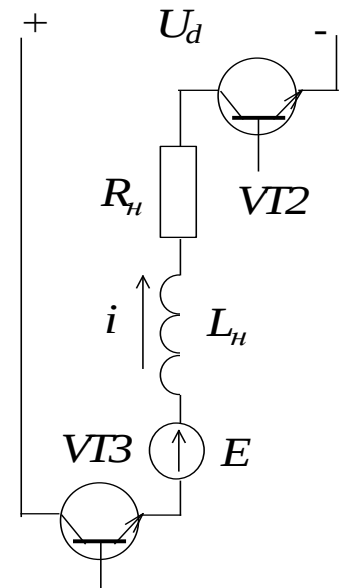


Рис.1.26

Шлях протікання струму після реверсу діагоналі

Після зміни знаку керуючої напруги (права частина рис.1.24) діагоналі міняються ролями. Після відкривання $VT3$ (інтервал часу « δ » на рис.1.24) через нього до катоду $VD4$ подається позитивний потенціал, той закривається, а до навантаження прикладається живильна напруга з іншою, ніж раніше, полярністю (рис.1.26). Похідна струму

$$\frac{di}{dt} = \frac{-U_d - E - iR_n}{L_n} < 0. \text{ Струм зростає в негативному напрямку. Закривання}$$

ключа $VT3$ (інтервал часу « γ » на рис.1.24) має наслідком відкривання діоду $VD4$ (рис.1.25,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 знака струму, що запобігає появі безструмових пауз.

Система керування, яка реалізує НЗК з безструмовими паузами, зображена на рис.1.27, часові діаграми - на рис.1.28.

Як і в попередньому варіанті НЗК, ШІМ здійснюється ключами $VT1$ та $VT3$. Однак при одній полярності керуючої напруги працюють тільки ключі

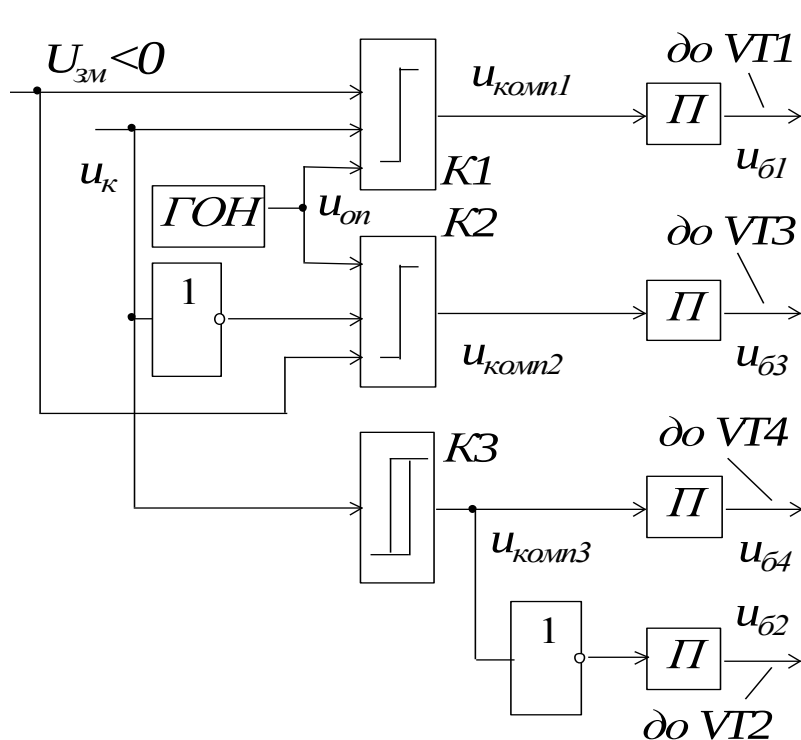


Рис.1.27. Система керування для несиметричного закону комутації з безструмовими паузами

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.1.24 та 1.28 літерами «а», «б», «д», «е»).

Однак після зниження струму до нуля він не може змінити знак, оскільки тран-

зистор 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. При такому законі комутації коротке замикання джерела живлення через відкрите плече неможливе.

В) Почерговий закон комутації

Система керування для почергового закону (рис.1.29) дуже схожа з системою рис. 1.24, 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

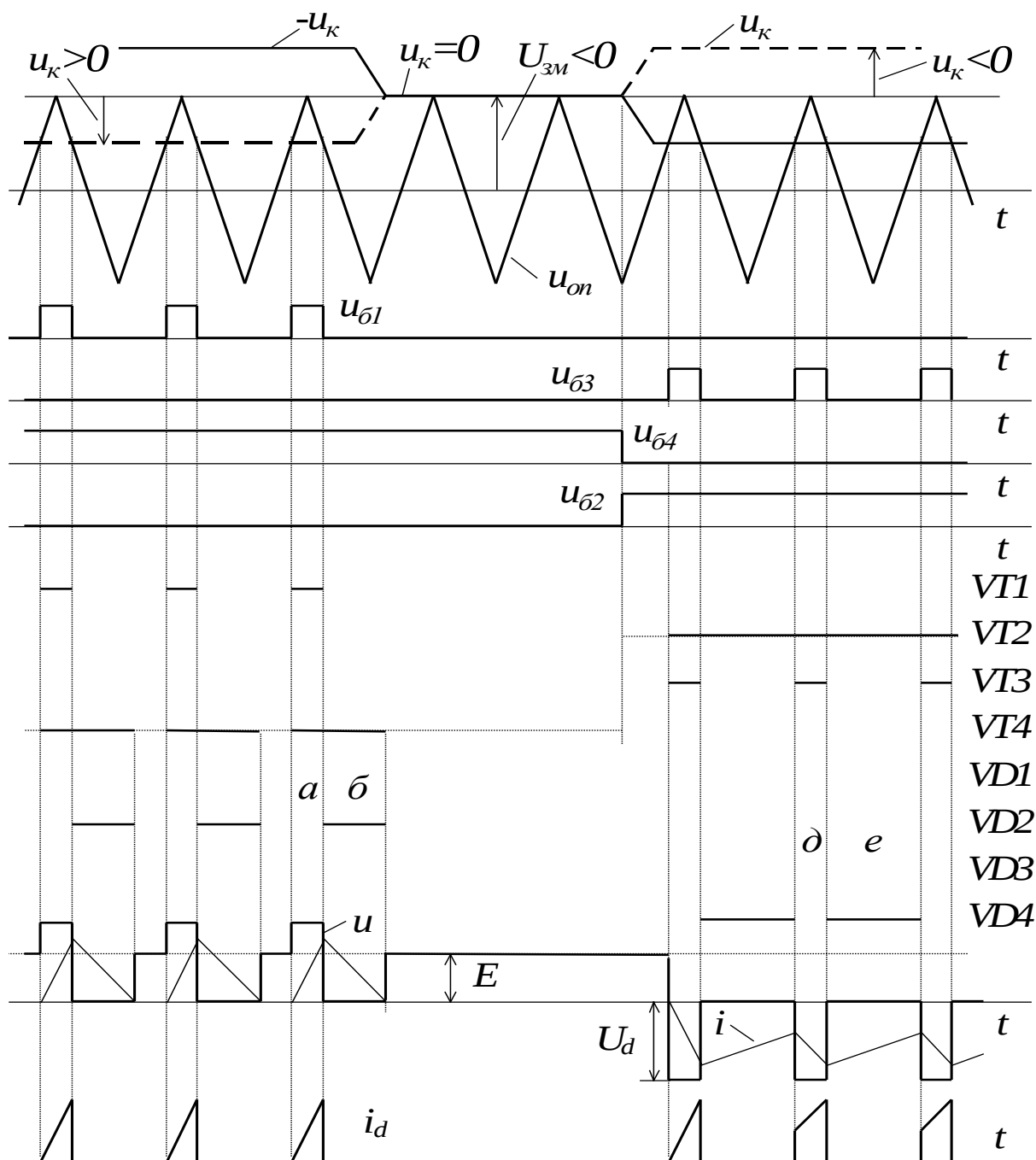


Рис.1.28. Процеси в мостовому переривнику при несиметричному законі комутації з безструмовими паузами

задавальна напруга u_K подається зі зворотним знаком, транзистори цього плеча отримують імпульси, зсунуті на півперіода опорної напруги (рис. 1.30). Внаслідок цього діагоналі працюють по черзі і частота модуляції вихідної напруги вдвічі більша за частоту опорної.

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 якусь пару ключів завжди подано керуючу напругу, можливий реверс струму, а безструмові паузи не виникають.

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

На рис.1.30, як і на рис.1.24, завдяки зміні шпаруватості електрична машина переходить з режиму двигуна з малим навантаженням через режим динамічного гальмування до противмикання.

Почерговий закон комутації звичайно використовується в електроприводах середньої та великої потужності.

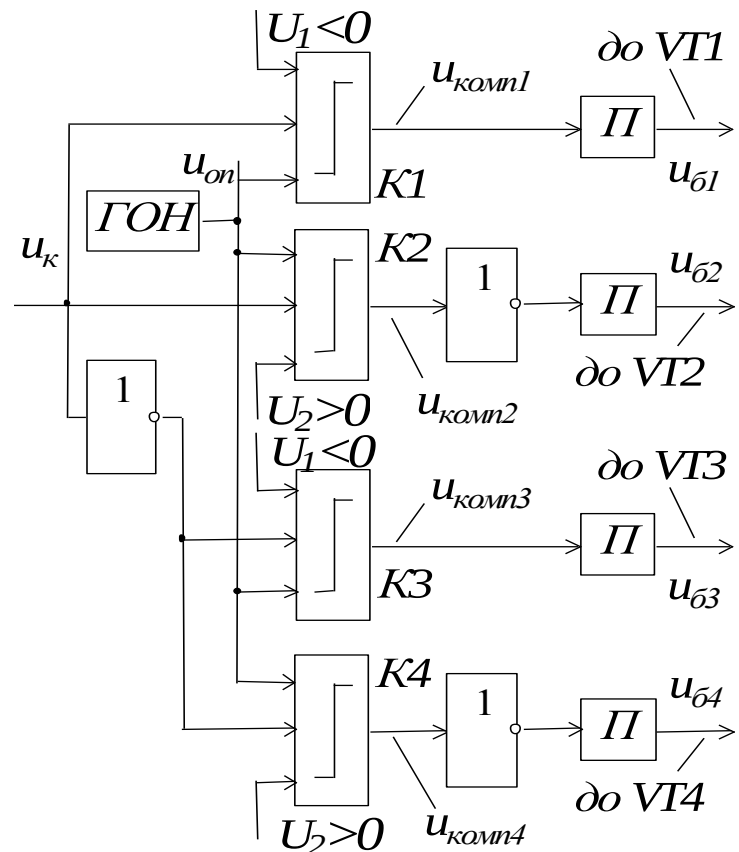


Рис.1.29. Система керування для почергового закону комутації

1.7. Зовнішні характеристики переривника в режимі переривистого струму

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

Хай електрична машина працює двигуном. У режимі переривистого струму протягом інтервалу t_1 (рис.1.31) струм зростає до рівня

$$I_m = \frac{U_d - E}{L_H} t_1 = \frac{U_d - E}{L_H} T \cdot \gamma. \quad (1.4)$$

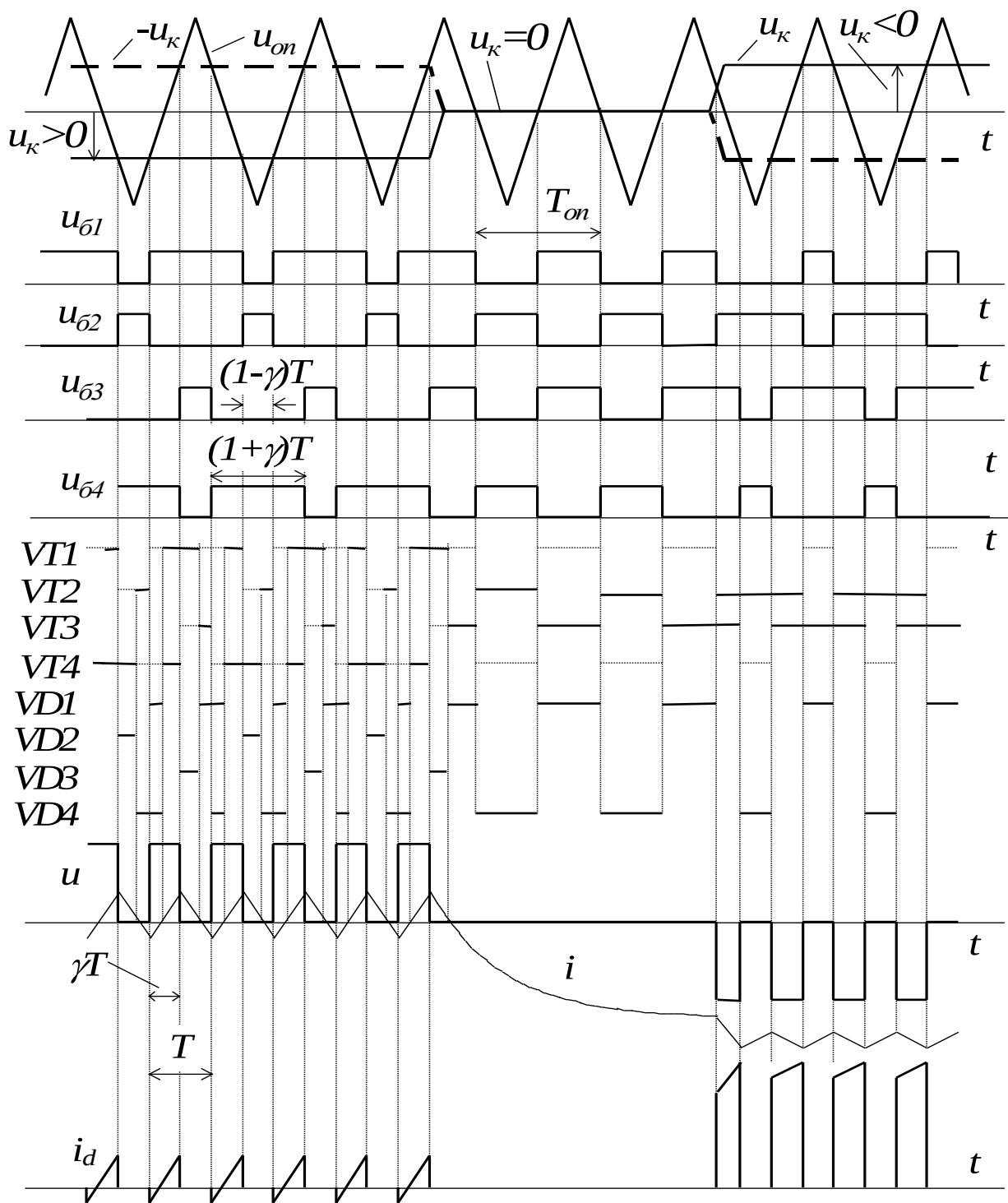


Рис.1.30. Процеси у переривнику з почерговим законом комутації

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

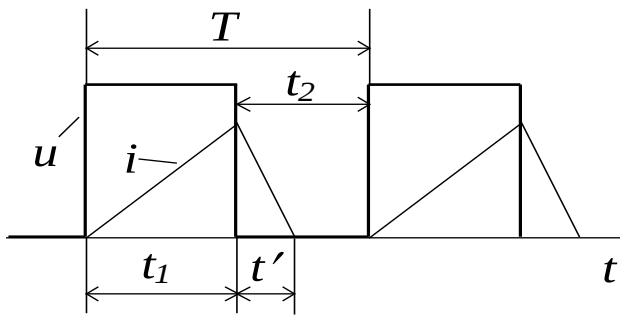


Рис.1.31. До розрахунку середнього вихідного струму

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

Середній струм

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

де $A = \frac{U_d T}{2L_n}$ - коефіцієнт, який чисельно

дорівнює величині, якої досягне струм протягом половини періоду модуляції за відсутності проти-ЕРС.

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

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

Зовнішні характеристики (рис.1.32,а) з різними шпаруватостями мають вигляд гіпербол, які виходять з точки $(0, U_d)$.

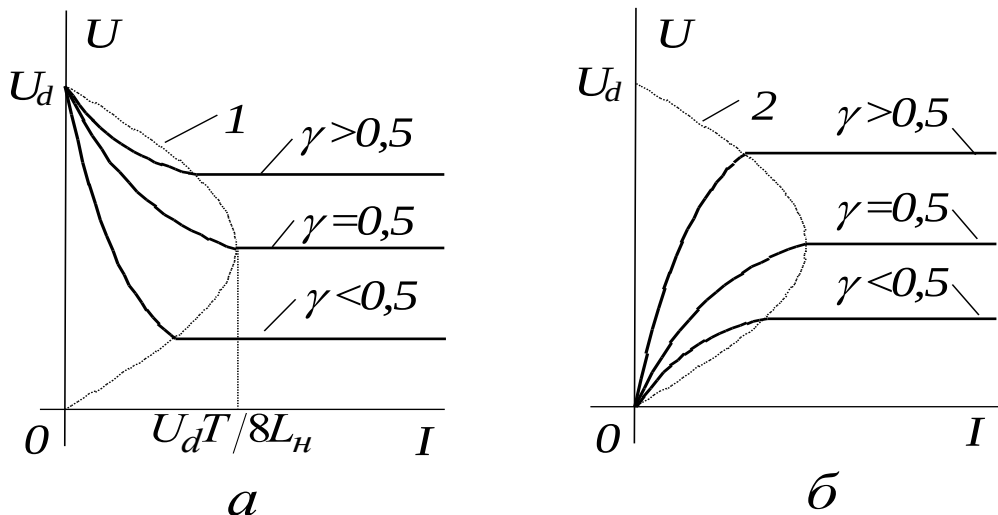


Рис.1.32. Зовнішні характеристики переривника

У режимі гранично-безперервного струму середня напруга

$$U = \gamma U_d.$$

Підставивши цей вираз до рівняння 3X, отримаємо рівняння граничної лінії (параболи), яка розподіляє області переривистого та безперервного струмів (лінія 1 на рис.1.32,а):

$$I_{\text{ср}} = \frac{U_d T}{2L_n} \gamma(1-\gamma) = \frac{U_d T}{2L_n} \left(1 - \frac{U_{\text{ср}}}{U_d}\right). \quad (1.5)$$

Праворуч граничної лінії розташовані 3X режиму безперервного струму, які практично паралельні осі струму.

Подібним чином можна отримати рівняння 3X для режиму рекуперації (рис.1.32,б):

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

Рівняння граничної лінії аналогічне рівнянню (1.5).

1.8. Регулювальні характеристики переривників

Регулювальна характеристика $U = f(\gamma)$ послідовного переривника з однополярною ШІМ при активно-індуктивному навантаженні є прямою лінією, що виходить з початку координат і описується рівнянням (1.1). На рис.1.33 вона зображена лінією *OBDG*.

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

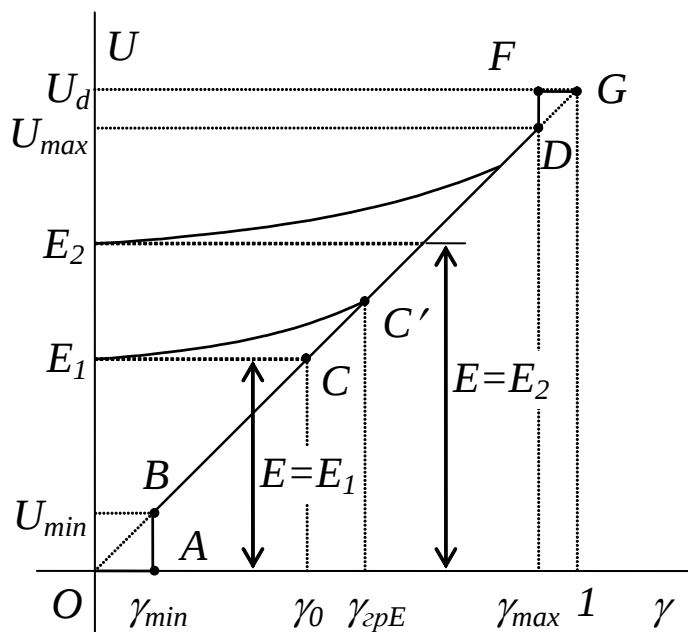


Рис.1.33. Регулювальна характеристика послідовного переривника

Коли у складі навантаження є проти-ЕРС, РХ викривлюється ще більше. Якщо не враховувати активний опір навантаження, при $\gamma < \gamma_0 = \frac{E}{U_d}$ з'являються паузи в

струмі, і вихідна напруга $U=E$ (лінія CE_1 на рис.1.33). З урахуванням активного опору режим переривистого струму починається при дещо більшій шпаруватості

$$\gamma_{\text{зрЕ}} = \frac{E}{U_d(1 - TR_n/2L_n)} > \gamma_0, \quad \text{а}$$

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, збільшучи індуктивність та використовуючи такі схеми переривників або такі алгоритми керування ними, при яких переривистий струм неможливий.

Регулювальна характеристика паралельного переривника (рис.1.34) в режимі безперервного струму також описується рівнянням (1.1). При роботі на проти-ЕРС так само виникають паузи в струмі (зі шпаруватостями, більшими від граничної $\gamma'_{\text{зрЕ}} = \frac{E}{U_d(1 + TR_n/2L_n)} < \gamma_0$), але форма РХ інша, оскільки середня вихідна напруга не може бути більшою від проти-ЕРС.

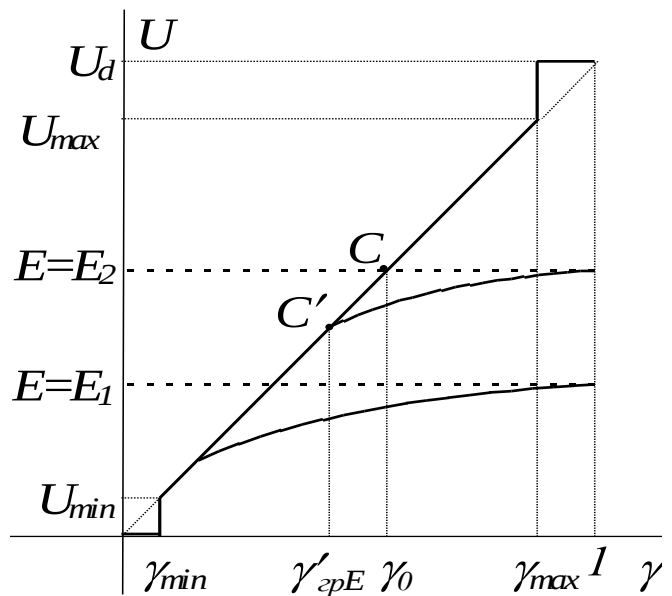


Рис.1.34. Регулювальна характеристика паралельного переривника

Регулювальна характеристика мостового переривника з однополярною ШІМ та наявністю пауз у струмі (рис.1.35) складається з двох характеристик: для режиму передачі енергії до навантаження (ламана BAG) та для режиму рекуперації (ламана $OA'B'$), які мають спільну асимптоту BB' . Так само виглядає РХ при роботі протилежної діагоналі переривника (третій квадрант рис.1.35). Шпаруватості для цієї діагоналі умовно показані негативними.

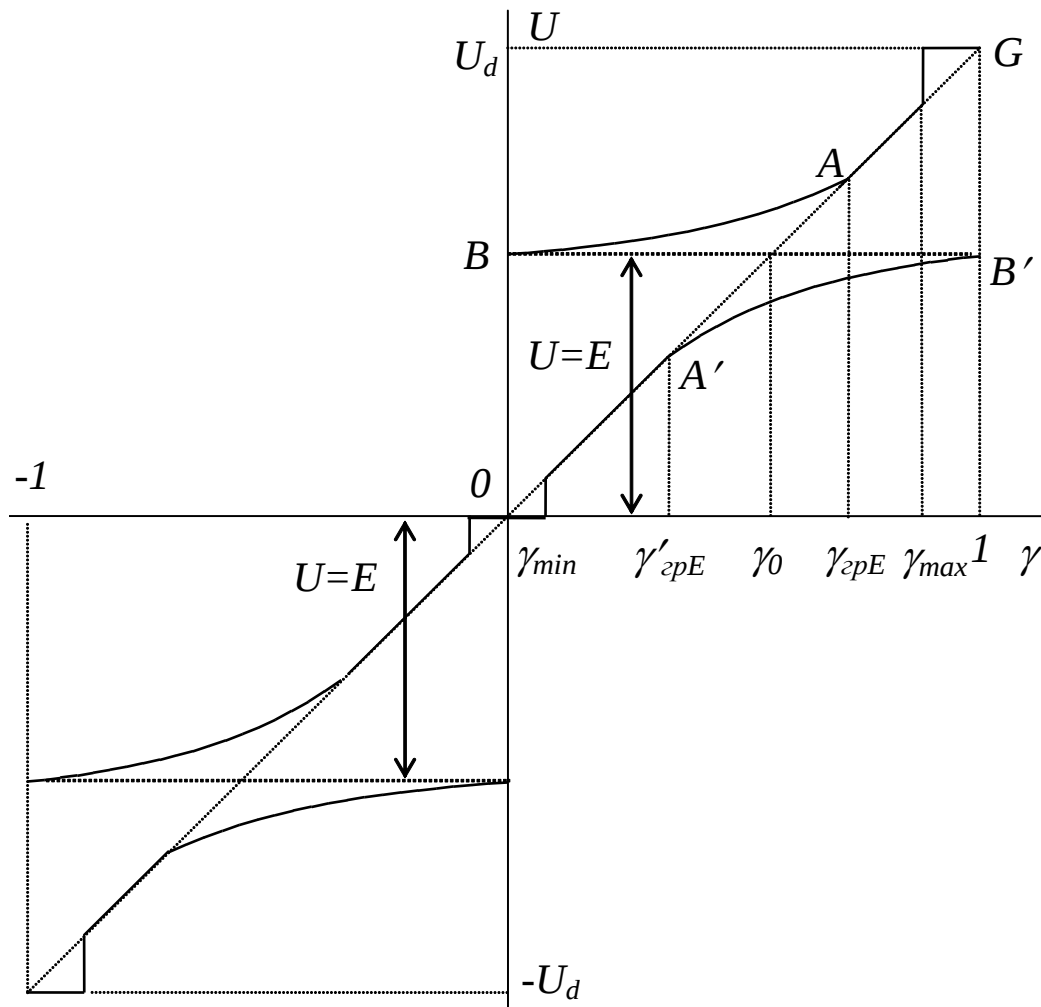


Рис.1.35. РХ мостового переривника з однополярною ШІМ

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

Мостовий переривник з симетричним законом комутації працює без пауз у струмі. Тому його регулювальна характеристика (рис.1.36) має лише нелінійності, обумовлені реальними властивостями ключів, але обидві вони розташовані в області максимальних вихідних напруг. Завдяки цьому ці

нелінійності не обмежують мінімальної напруги та не звужують знизу діапазон регулювання швидкості електропривода.

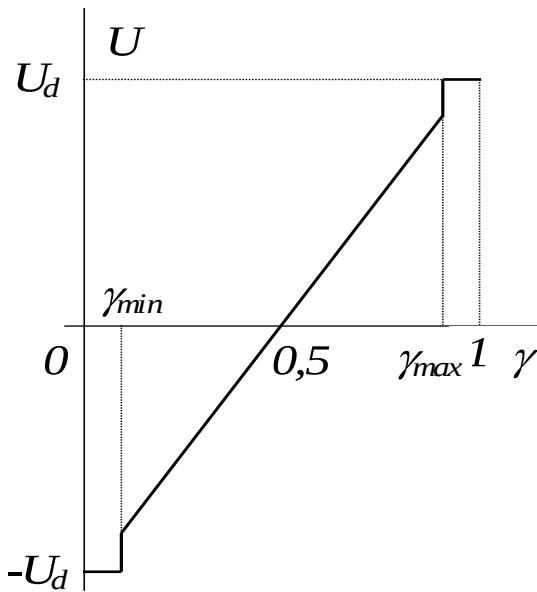


Рис.1.36. РХ мостового переривника з симетричним законом комутації

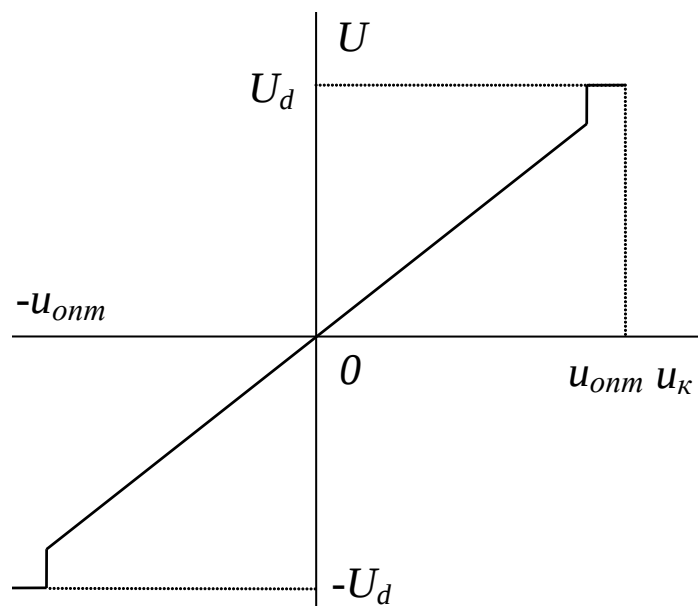


Рис.1.37. РХ мостового переривника з симетричним законом комутації

Регулювальні характеристики $U = f(u_k)$ цілком подібні до характеристик рис.1.33-1.35, оскільки шпаруватість за будь-яким законом комутації та в будь-якій силовій схемі пропорційна керуючій напрузі:

$$\gamma = \frac{u_k}{2u_{onm}}, \quad (1.6)$$

де u_{onm} - амплітуда опорної напруги.

Тільки РХ переривника із симетричним законом комутації (рис.1.37), на відміну від рис.1.36, буде проходити через початок координат, оскільки його шпаруватість $\gamma = 0,5 + u_k / 2u_{onm}$.

1.9. Коливання вихідного струму переривника

Амплітуду коливань вихідного струму ΔI знайдемо з диференціального рівняння напруг для інтервалу $t_2 = (1 - \gamma)T$, 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.1.38,а) та маючи на увазі, що $E \approx U = \gamma U_d$, отримаємо

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

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

$$\Delta I = \frac{U_d T}{8L_n}. \quad (1.7)$$

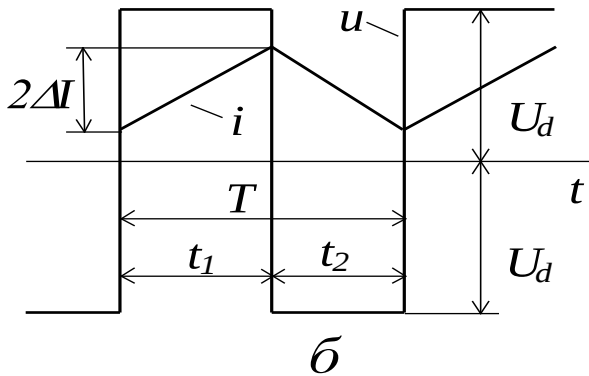
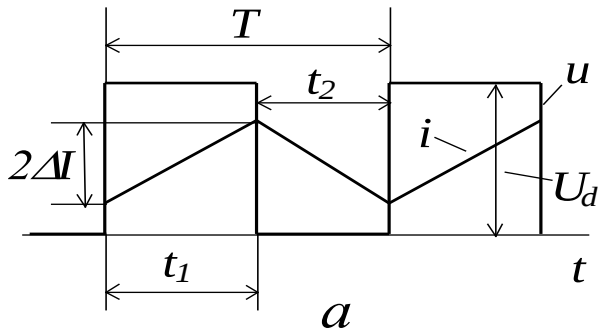


Рис.1.38. Коливання вихідного струму

При двополярній модуляції (рис.1.38,б) на інтервалі зниження струму до навантаження прикладена напруга одного знаку з проти-ЕРС. Тому рівняння напруг

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

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

$$\Delta I = \frac{U_d T \gamma (1 - \gamma)}{L_n} \quad (1.8)$$

та для $\gamma = 0,5$

$$\Delta I = \frac{U_d T}{4L_n}. \quad (1.8)$$

Як видно з останнього виразу, амплітуда коливань струму при двополярній ШІМ удвічі більша ніж при однополярній. Коливання струму призводять до збільшення втрат у обмотках електричної машини та її нагріву, а також до появи коливань швидкості. Із формул (1.7), (1.8) видно, що зменшити

коливання можна збільшенням частоти модуляції або індуктивності навантаження. Частота перемикання сучасних напівпровідникових ключів настільки висока (до 10-20 кГц), що коливання струму досить малі.

Якщо коливання струму все ж таки неприпустимо великі, послідовно з обмоткою якоря вмикають дросель. Індуктивність дроселя при однополярній ШІМ

$$L_{\text{др}} \geq \frac{U_d T}{8 \Delta I_{\text{дон}}} - L_{\text{я}}, \quad (1.9)$$

де $\Delta I_{\text{дон}}$ - 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 при однополярній ШІМ. Потрібну для цього індуктивність можна знайти, якщо максимально припустимий граничний струм $I_{\text{грт}}$, при якому можуть з'являтися безструмові паузи, підставити до формули (1.9) замість $\Delta I_{\text{дон}}$.

1.10. 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 відкривання 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.1.39 зображена схема трифазного переривника, а на рис.1.40 - його часові діаграми. Дроселі L_1 , L_2 , L_3 призначені для згладжування пульсацій струму та зменшення взаємного впливу переривників (навіть коли відкритий один з ключів, є можливість керування іншими).

Переваги багатофазних переривників:

- струм через ключ в n раз менший струму навантаження (можлива реалізація більш потужних перетворювачів при обмеженні на потужність ключів);
- більша частота та менша амплітуда пульсацій струмів навантаження та джерела живлення;
- безперервність струму джерела;
- сумарна маса дроселів менша, ніж в однофазній схемі (42% для двофазної схеми та 25% для трифазної).

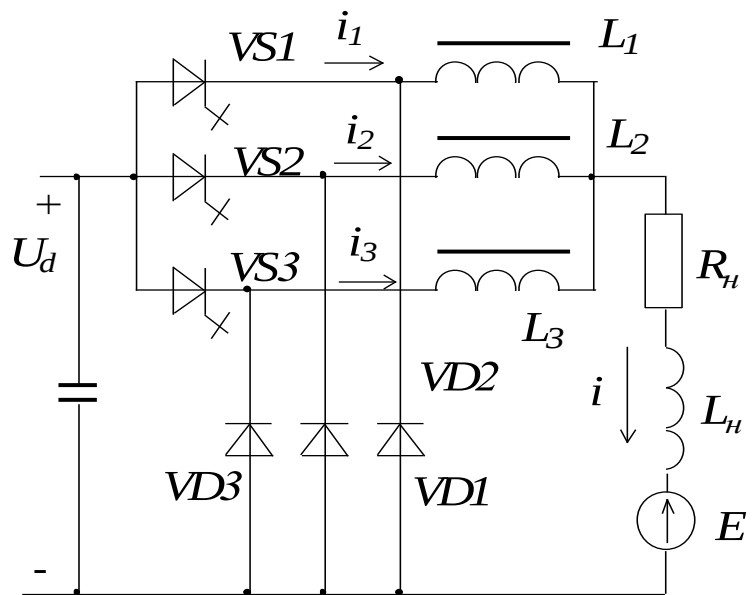


Рис.1.39. Трифазний переривник

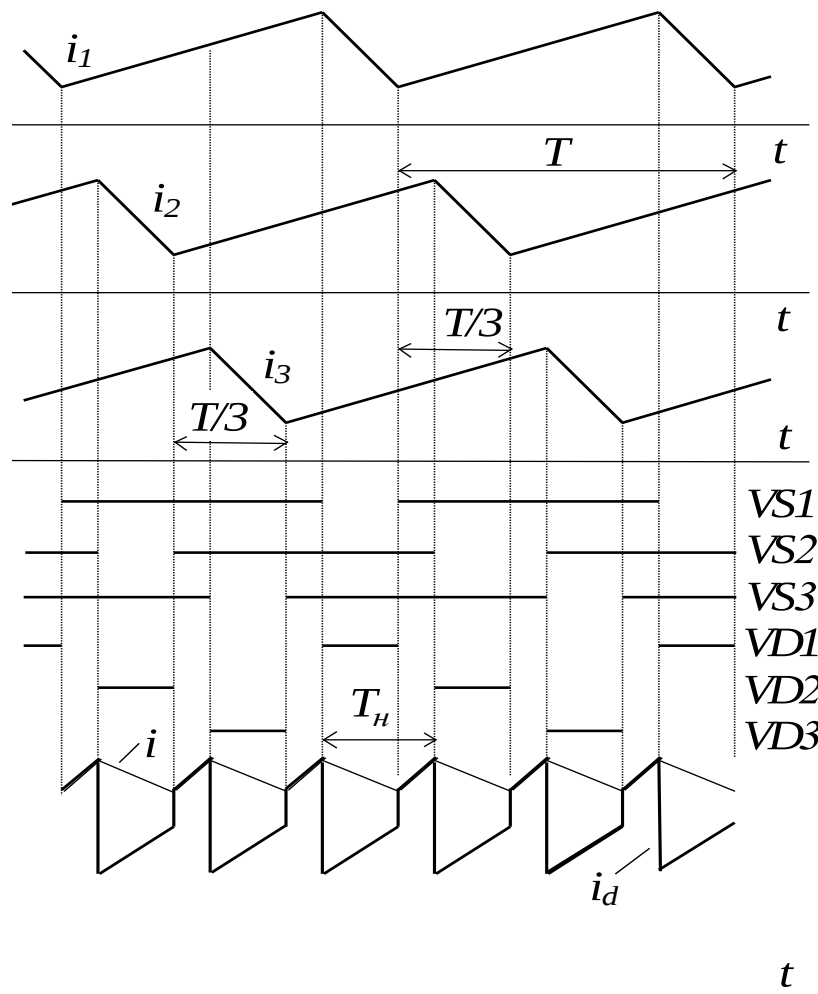


Рис.1.40. Процеси у трифазному переривнику

Багатофазні переривники використовуються в потужних електроприводах (насамперед в електротранспорті).

1.11. 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 досягає 20 кГц). Звідси:

- малі пульсації вихідного струму і, 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 радіоперешкод.

2) Зв'язок з промисловою мережею змінного струму звичайно здійснюється через некерований випрямляч. Звідси:

- коефіцієнт потужності наближається до одиниці;
- майже відсутні вищі гармоніки у споживаному з мережі струмі;
- неможливість рекуперації енергії до мережі змінного струму без спеціальних перетворювачів (ведених мережею інверторів).

Крім 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 швидкодію або точність (високоточні слідкуючі системи, приводи верстатів з числовим програмним керуванням, промислових роботів тощо).

1.12. Штучна комутація одноопераційних тиристорів

Розглянуті раніш 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 комутуючої ЕРС, яке у потрібний момент вмикається 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, з силовим тиристором та навантаженням. Найсуттєвішими критеріями класифікації комутаційних пристроїв є:

- спосіб підключення комутуючої ЕРС (паралельно силовому тиристорі, рис.1.41,а; паралельно навантаженню, рис.1.41,б; послідовно з силовим тиристором, рис.1.41,в);
- кількість етапів комутації (відрізняють схеми з одноступеневою комутацією, в яких процес перезарядки комутуючого конденсатора співпадає 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 знайшли схеми з паралельним вмиканням комутуючого конденсатора. Розгля-

даючи 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.1.42 зображені схеми одноступеневої комутації. Ці схеми найбільш прості, оскільки не потребують використання допоміжних тиристорів.

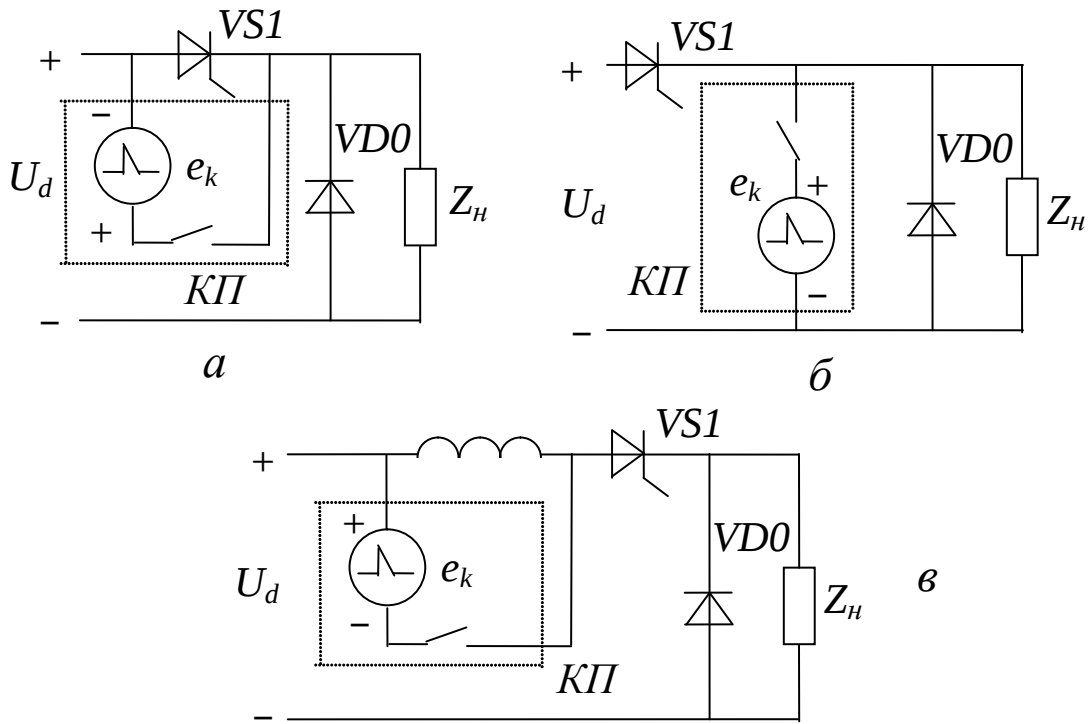


Рис.1.41. Принципи побудови комутаційних пристроїв

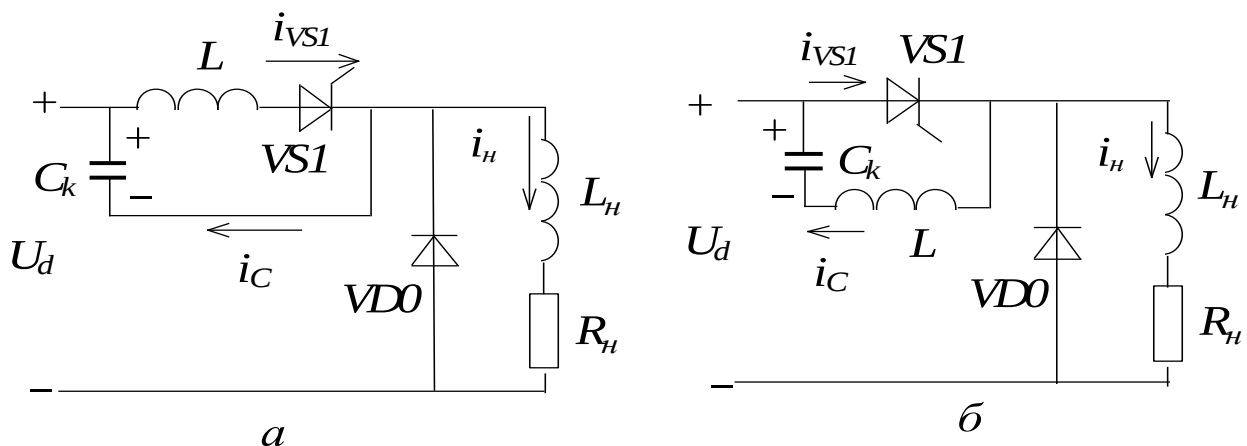


Рис.1.42. Схеми одноступеневої штучної комутації

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

$u_c = U_d$ з полярністю, показаною на рис.1.42. У момент часу $t = 0$ (рис.1.43) тиристор отримує керуючий імпульс і відкривається. Утворюється коливний контур «конденсатор - дросель - тиристор», в якому відбувається перезаряд конденсатора. Доки тиристор відкритий, струм навантаження тече через нього разом зі струмом перезаряду. До навантаження прикладена живильна напруга U_d .

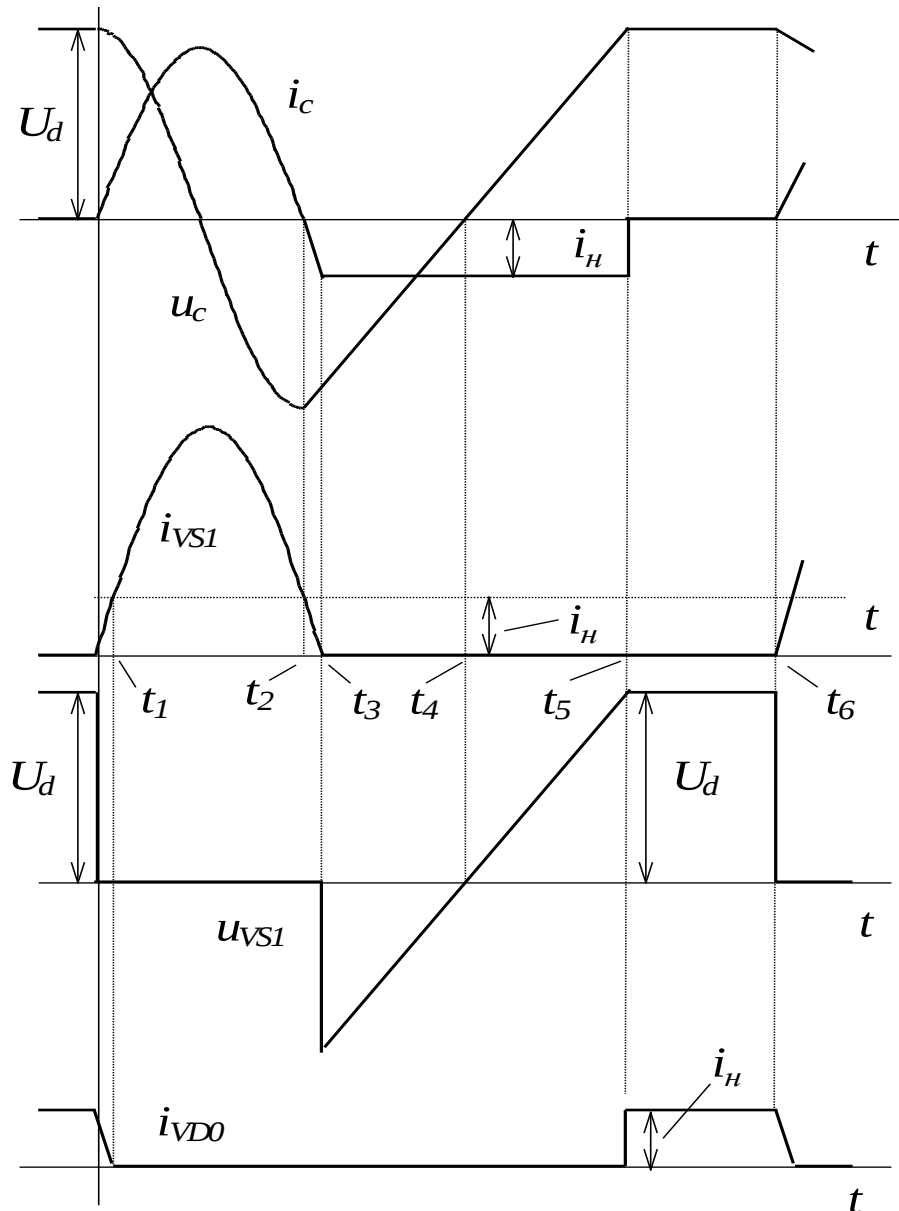


Рис.1.43. Процеси в схемах одноступеневої комутації

Коли струм перезаряду міняє знак та досягає 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 новий його перезаряд (інтервал $t_3 - t_5$) до напруги

$u_c = U_d$. Унаслідок великої індуктивності навантаження перезаряд відбувається з практично незмінним струмом та лінійною зміною напруги u_c . Після закінчення перезаряду струм через конденсатор припиняється і струм навантаження переходить на зворотний діод $VD0$, який відкривається під впливом ЕРС самоіндукції навантаження. Напруга на навантаженні зникає. Коли тиристор знову отримає керуючий імпульс ($t = t_6$), процеси повторяться.

У схемах рис.1.42 перезаряд конденсатора відбувається одночасно з закриванням тиристора, тобто процес комутації - одноступеневий. Тривалість відкритого стану тиристора незмінна і залежить від параметрів контура перезаряду. Шпаруватість та середнє значення напруги на навантаженні можна регулювати тільки завдяки зміні тривалості паузи $t_n = t_6 - t_5$. Тому такі схеми використовують при частотно-імпульсній модуляції. Процеси в обох схемах подібні, але у схемі рис.1.42,а дросель, ввімкнений 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.1.44 зображена схема двоступеневої штучної комутації з паралельним вмиканням конденсатора.

Після подачі живильної напруги перед початком роботи необхідно відкрити допоміжний

комутуючий тиристор $VS2$ для забезпечення початкового заряду конденсатора з полярністю, показаною на рис.1.44. Коли струм заряду, який протікає контуром « $+U_d - C_k - VS2 -$ навантаження - U_d », припиняється, допоміжний тиристор закривається і схема готова до подальшої роботи.

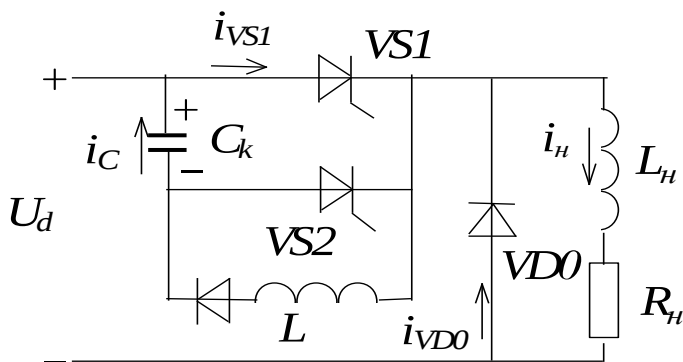


Рис.1.44. Схема двоступеневої штучної комутації

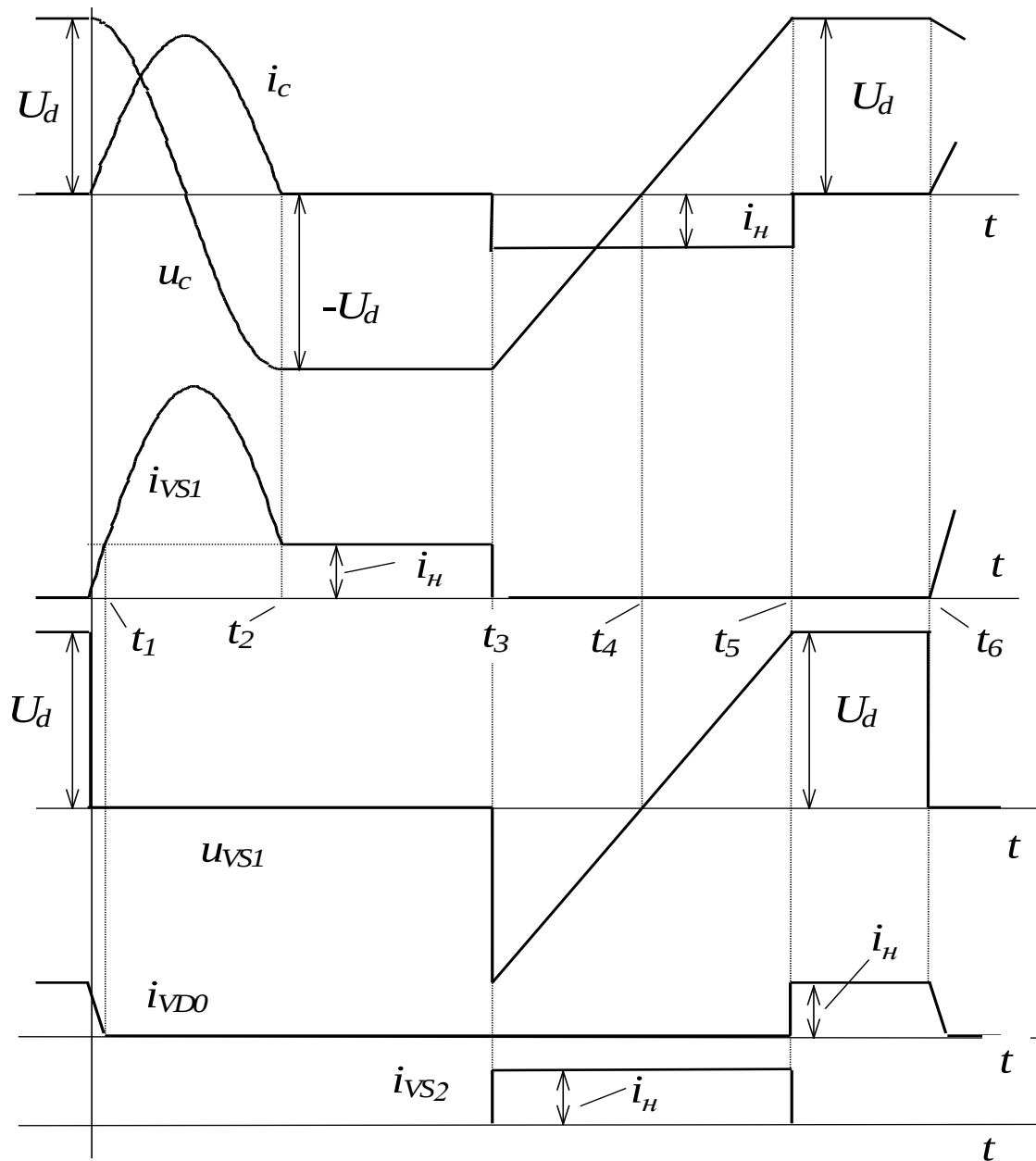


Рис.1.45. Процеси в схемі двоступеневої комутації

Після отримання головним тиристором керуючого імпульсу (момент $t = 0$ на рис.1.45) він відкривається, і конденсатор перезаряджається у контурі « $C_k - VS1 - L - VD1$ ». Діод $VD1$ запобігає зміні напрямку струму перезаряду, і після досягнення напругою на конденсаторі рівня $u_c = -U_d$ перезаряд 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 перезаряду відкривається зворотній діод $VD0$. 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 перезаряду, а визначається моментом відкривання допоміжного тиристора. Тому керованість схем з допоміжними тиристорами значно вища. Вони найчастіше використовуються при широтно-імпульсній модуляції. Обидва процеси перезаряду конденсатора не зв'язані один з одним, тому комутація - двоступенева.

На рис.1.46 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 перезаряду - через дросель L_1 та допоміжний тиристор $VS2$.

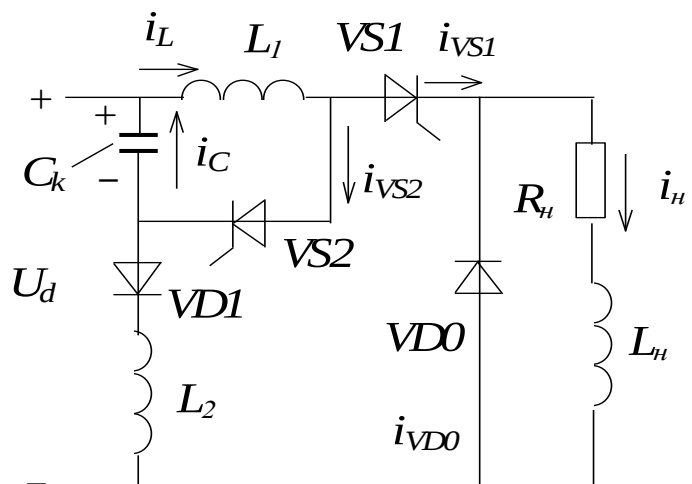


Рис.1.46. Схема з послідовним з'єднанням комутуючої ЕРС

Коли силовий тиристор відкритий, конденсатор заряджений з полярністю, показаною на рис. 1.46. До навантаження прикладена напруга $u = U_d$. Щоб закрити силовий тиристор, треба відкрити $VS2$. Після його відкривання (момент часу $t = 0$ на рис.1.47) послідовно з силовим тиристором вмикається конденсатор, напруга на якому дорівнює U_d , але має протилежний знак.

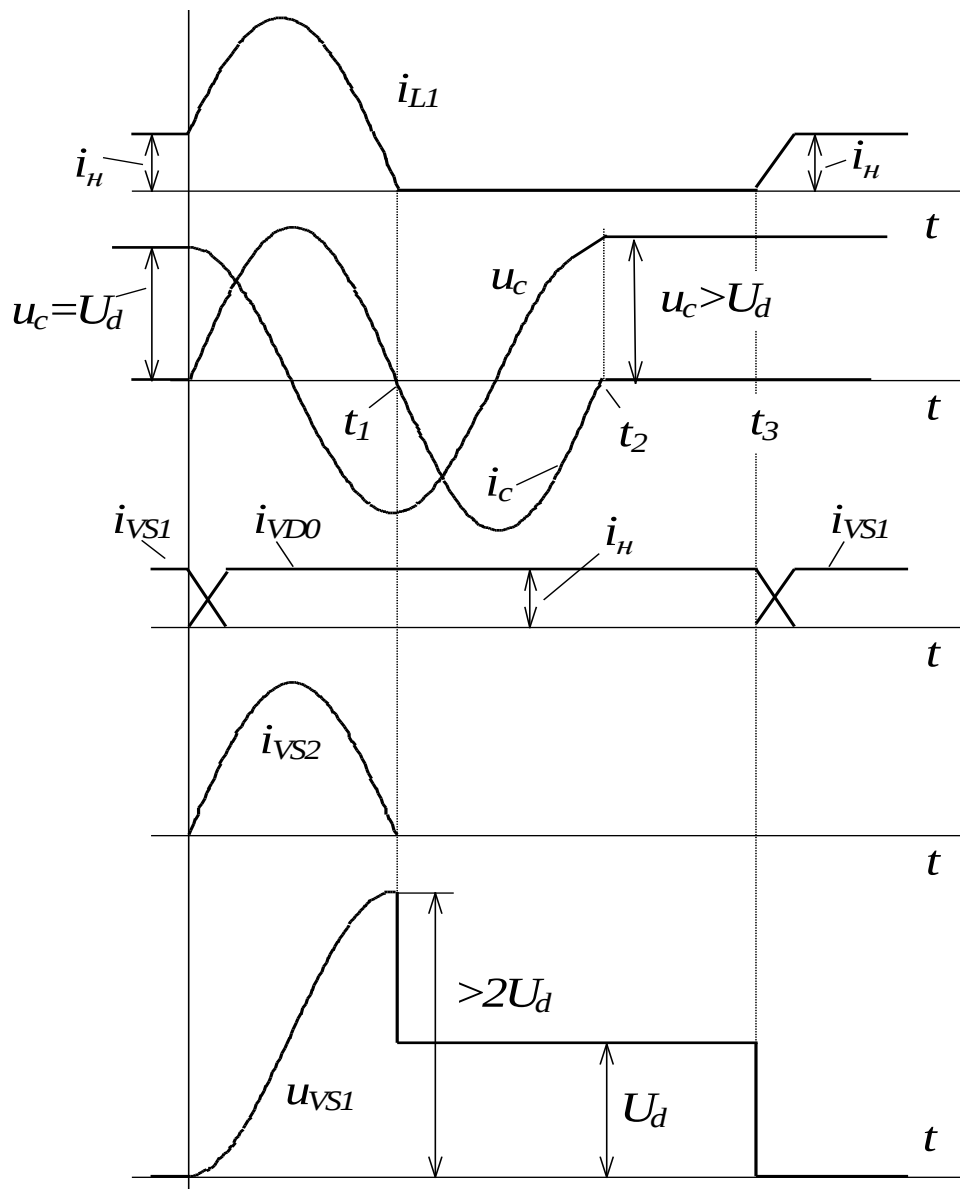


Рис.1.47. Процеси в схемі з послідовним з'єднанням комутуючої ЕРС

Завдяки цьому напруга на тиристорі $VS1$ і навантаженні знижується до нуля, відкривається зворотній діод $VD0$, на який з 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 перезаряду через дросель L_1 протікав струм навантаження, енергія, накопичена до того дроселем, віддається конденсатору, і той перезаряджається до напруги іншого знаку та більшої від U_d . Наприкінці цього перезаряду, 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 перезаряд конденсатора продовжується, але в іншому контурі: через джерело

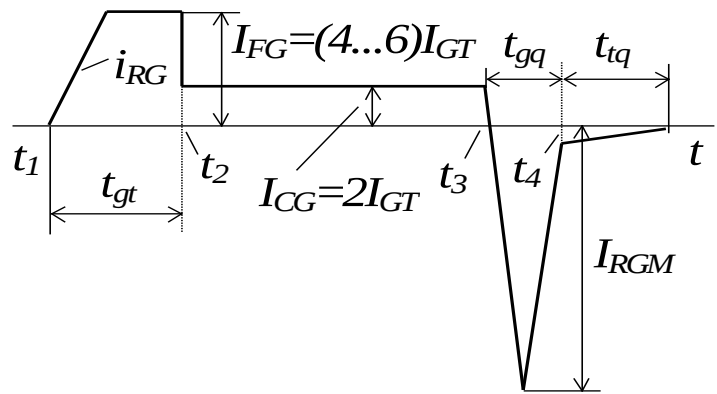


Рис.1.48. Керуючий імпульс ДТ

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.

1.13. Особливості керування двоопераційними тиристорами

У перетворювачах на двоопераційних тиристорах (ДТ), як і в транзисторних, звичайно використовується широтно-імпульсна модуляція. Системи керування перетворювачами на ДТ подібні до таких у транзисторних перетворювачах і відрізняються лише вихідними каскадами (в літературі часто називаються формувацями імпульсів керування). Це обумовлено специфічними вимогами до форми керуючого імпульса ДТ (рис.1.48).

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 нема, однак для забезпечення стійкості роботи тиристора доцільно підтримувати цей струм на рівні $I_{CG} = 2I_{GT}$ (струм підтримки) протягом усього потрібного інтервалу провідності $t_3 - t_2$. 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

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

де G_{gq} - коефіцієнт запирання (для багатьох ДТ лежить у межах 3...5, для деяких сягає 15); I_T - анодний струм, що запирається.

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} через його керуючий електрод пропускають невеличкий негативний струм, який підвищує надійність роботи тиристора та рівень вимиканого струму.

Споживач двоопераційних тиристорів часто не в змозі забезпечити виконання всіх вимог до форми керуючого імпульсу. Тому багато фірм пропонують готові формувачі імпульсів для ДТ, що вони випускають. Для малопотужних тиристорів такі ФІК виготовляються у вигляді силових інтегральних мікросхем, для потужних - на базі дискретних елементів. Як правило, вони ма-

ють потенційну 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 способом трансформаторної розв'язки:

- без розв'язки;
- з розв'язкою у колі живлення;
- з розв'язкою на виході.

На рис.1.49 зображений простий формувач з 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.

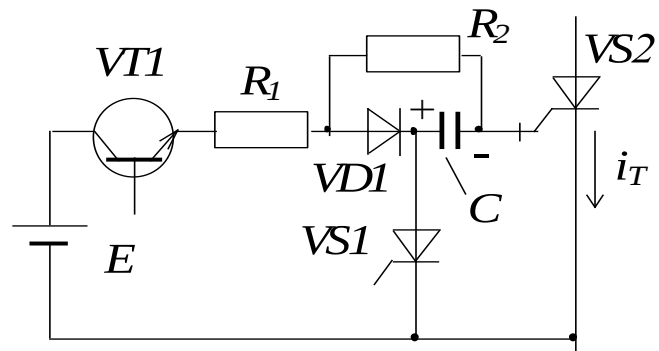


Рис.1.49. Формувач для ДТ до 200А

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.1.50), але струм підтримки продовжує

протікати через резистор R_2 . Конденсатор лишається зарядженим з полярністю, позначеною на рис.1.49.

Одночасно зі зникненням керуючого сигналу на базі транзистора і його закриванням до керуючого електрода допоміжного тиристора $VS1$ надходить позитивний імпульс. Утворюється контур струму закривання « $C - VS1 - \text{катод } VS2 - \text{керуючий електрод } VS2 - C$ », в якому відбувається розряд конденсатора. Силовий тиристор закривається. Після розряду конденсатора ФІК знову готовий для відкривання тиристора.

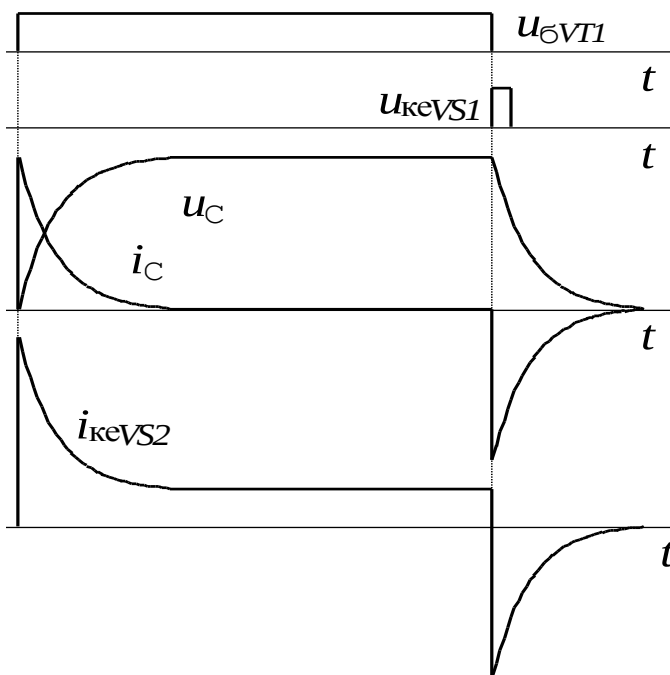


Рис.1.50. Формування керуючого імпульсу в схемі рис.1.49

На рис.1.51 зображена схема формувача імпульсів для потужних тиристорів (до 1000A) 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 відкривання починається з надходження до бази $VT1$ логічної одиниці від системи керування перетворювачем (рис.1.52). Через верхню первинну напівобмотку трансформатора $T2$ починає проходити струм, який наводить у вторинній обмотці ЕРС. Колом «вторинна обмотка $T2 - VD3 - R_2 - \text{керуючий електрод } VS2 - \text{катод } VS2$ » розпочинається протікання керуючого струму. Одночасно з цим генератор G формує 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.

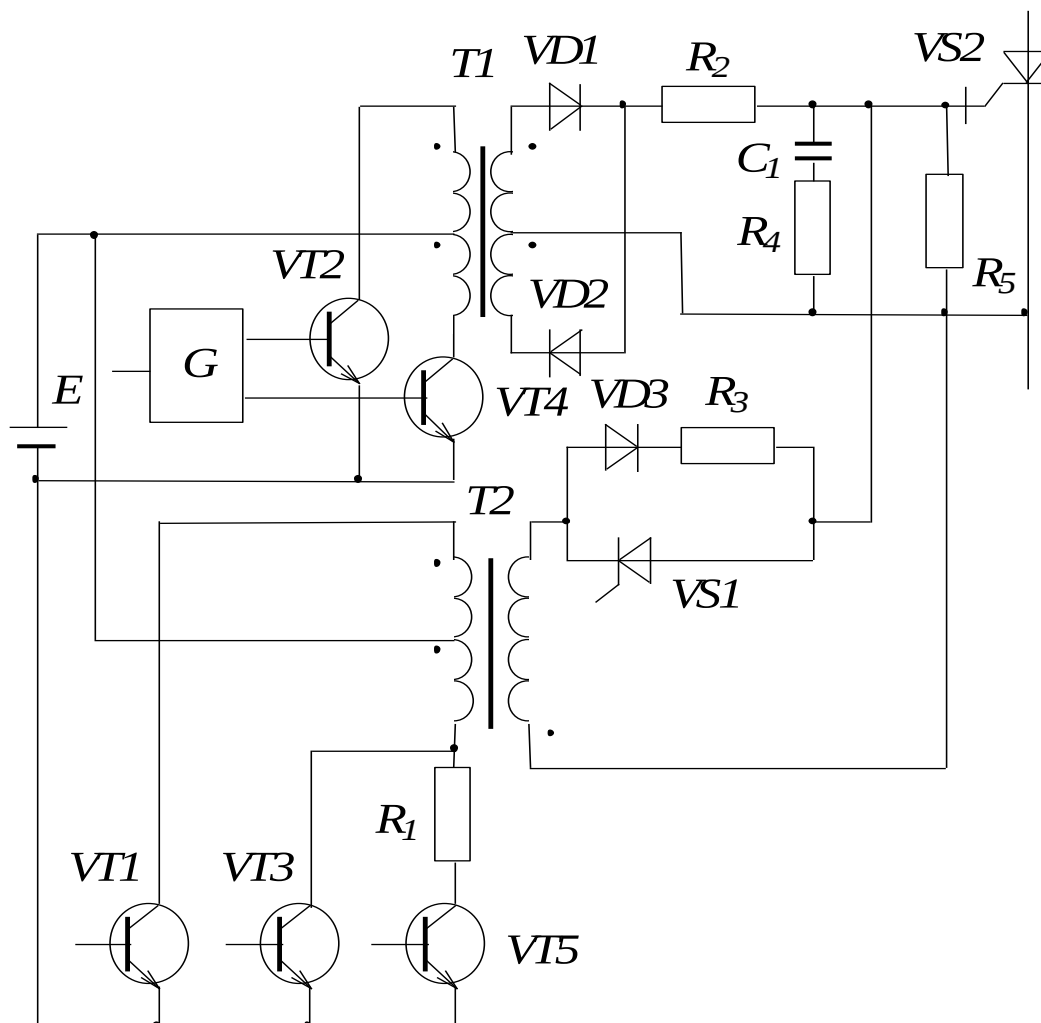


Рис.1.51. Формувач для потужних тиристорів фірми *HITACHI*

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.

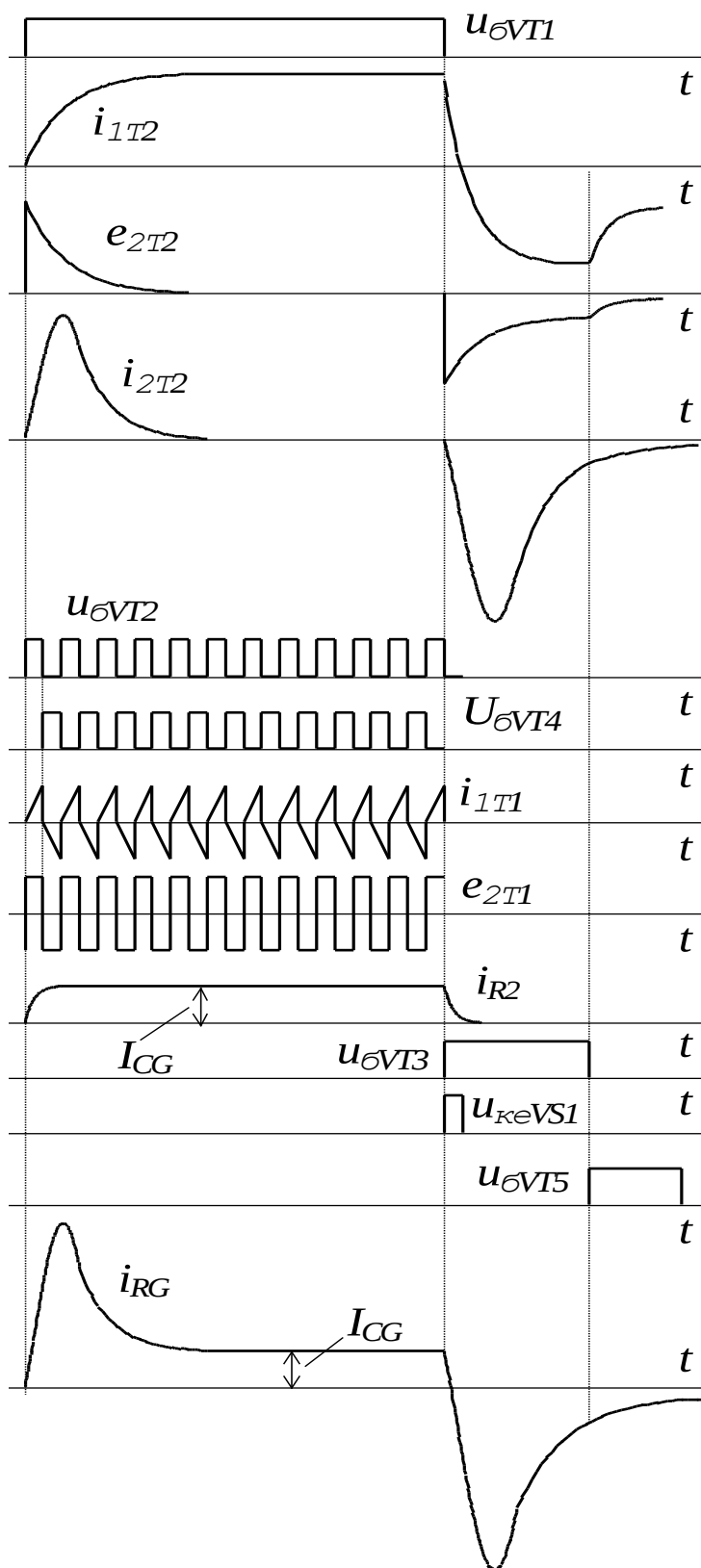


Рис.1.52. Формування керуючого імпульсу в схемі рис.1.51

На рис.1.53 зображена схема ФІК з розв'язкою у колі живлення та двома джерелами, який використовується в інверторах ЗВО «Перетворювач» (Запоріжжя).

Він складається з блока живлення (трансформатор Т1 з двома вторинними обмотками, випрямляч $VD2-VD5$, параметричний стабілізатор на стабілітроні $VD6$ та резисторі $R4$), оптронної розв'язки $UF1$, вузла формування імпульсу відкриття (мікросхеми $D1.1-D1.2$, транзистори $VT1, VT2$), вузла формування імпульсу закриття (мікросхема $D1.3$, транзистори $VT3-VT5$, конденсатор $C1$).

Доки відсутній вхідний сигнал $u_{\text{вх}}$, оптротранзистор $UF1$ закритий, на верхньому вході мікросхеми $D1.1$ присутній логічний нуль, а на виході - логічна одиниця. Конденсатор $C4$ заряджений з полярністю, по-

значеною на рис.1.53. Тому на нижньому вході $D1.2$ - логічний нуль, на входах $D1.3$ - одиниця, а на базі $VT1$ - нульовий потенціал відносно емітера.

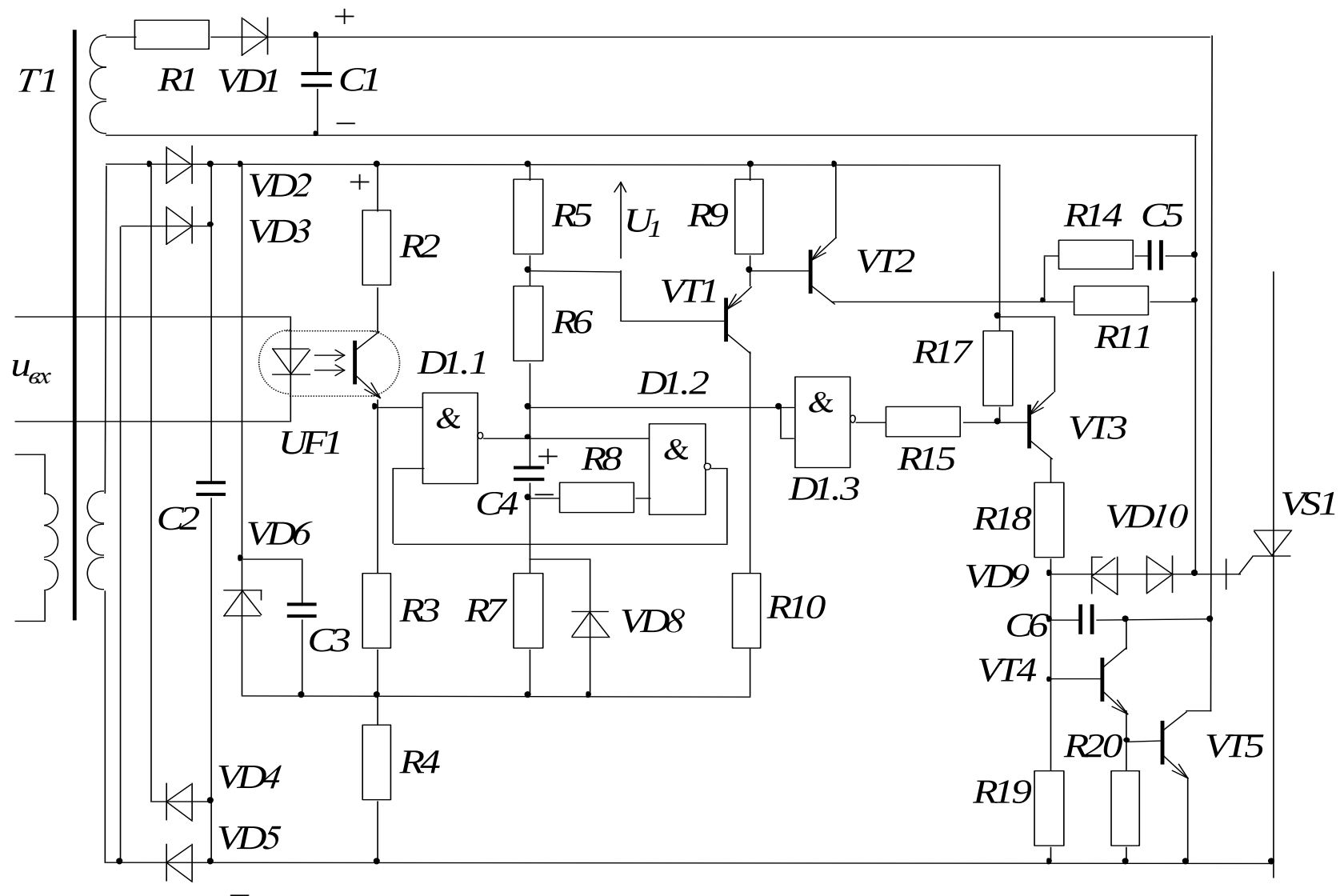


Рис.1.53. Формувач імпульсів керування ЗВО «Перетворювач»

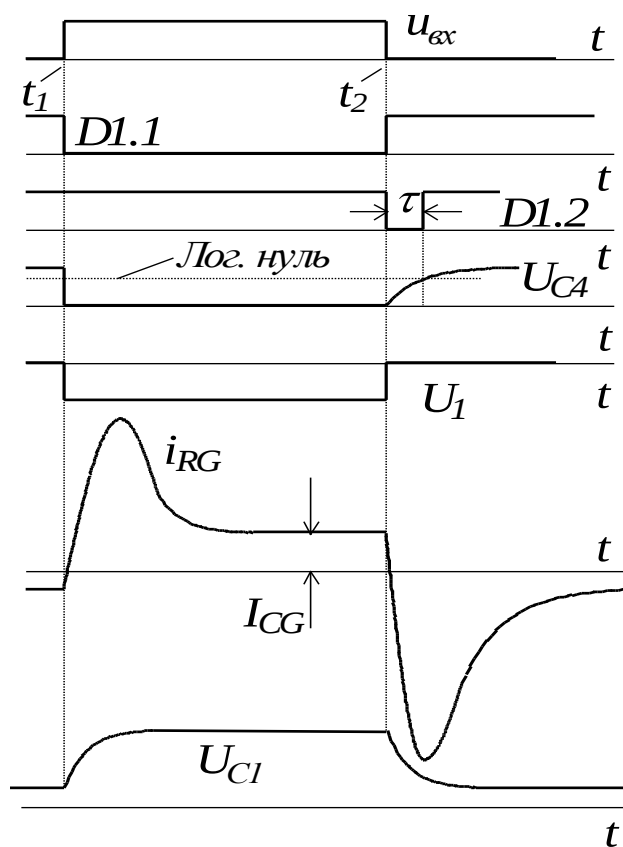


Рис.1.54. Формування керуючого імпульсу в схемі рис.1.53

відкривається, відкриваючи $VT2$. До керуючого електрода подається позитивний потенціал. Ланцюжок $R14$, $C5$ прискорює процес зростання струму i_{RG} .

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

Транзистори $VT1, VT2$ закриті, $VT3 - VT5$ - відкриті. Через останній до керуючого електрода тиристора подається невеликий негативний потенціал від конденсатора $C1$.

Після надходження від системи керування інвертором вхідної напруги (момент часу $t - t_1$ на рис.1.54) 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

$VT3 - VT5$ - відкриваються. Конденсатор CI розряджається через $VT5$ та керуючий електрод, формуючи негативний імпульс струму та забезпечуючи вимикання тиристора. Після його розряду до керуючого електроду надходить невеликий негативний потенціал від блока живлення.

Контрольні запитання

1. Чим забезпечується безперервність струму навантаження в схемі рис. 1.1?
2. Чому дорівнює вихідна напруга переривника при RLE - навантаженні протягом безструмової паузи?
3. Куди та яким шляхом після закривання тиристора в схемі рис.1.5 передається енергія, накопичена в індуктивності навантаження?
4. Як треба змінити тривалість відкритого стану тиристора, щоб зменшити середнє значення вихідної напруги в схемі рис.1.1?
5. Як похідна вихідного струму в схемах рис.1.1, 1.5, 1,8,1,10, 1,13 залежить від його миттєвого значення та проти-ЕРС?
6. Для чого призначений діод у схемі рис.1.5?
7. Як треба змінити шпаруватість у схемі рис.1.8, щоб змінити знак середнього вихідного струму порівняно з рис.1.9?
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 при роботі на проти-ЕРС і незмінній 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.1.14?
15. Як змінюється вихідна частота генератора (рис.1.16) зі збільшенням ємності конденсатора?
16. Якого роду модуляція реалізується за допомогою симетричного закону комутації?
17. Яким контуром протікає струм у схемі рис.1.13 після одночасного закривання $VT1$, $VT4$?
18. Чому дорівнює миттєва вихідна напруга переривника рис.1.13 після закривання $VT2$ ($VT3$ 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 перезаряду комутуючого конденсатора в схемах рис.1.42.
30. У якій зі схем штучної комутації (рис.1.42, 1.44, 1.46) неможливо у будь-який момент закрити головний тиристор?

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 тривалістю відкритого стану ключа; 28: збільшення частоти модуляції та індуктивності навантаження; 29: « $VS1-C_k - L$ » та « $+U_d - C_k - L_H - R_H$ »; 30: рис. 1.42.

2. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

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

Автономні інвертори класифікують:

- за характером джерела живлення - АІ напруги та АІ струму;
- за кількістю фаз - однофазні та трифазні;
- за способом модуляції (регулювання) вихідної напруги (струму) - з амплітудною модуляцією (АМ), широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) та широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ);
- за типом напівпровідникових ключів - на одноопераційних або двоопераційних тиристорах, біполярних, польових та *IGBT*-транзисторах.

2.1. Однофазний автономний інвертор напруги з амплітудною модуляцією

Схема однофазного мостового інвертора напруги наведена на рис.2.1. Як видно, вона цілком подібна до схеми переривника постійної напруги (широтно-імпульсного перетворювача). Інвертор на рис.2.1 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 ШІП, потрібні спеціальні схеми штучної

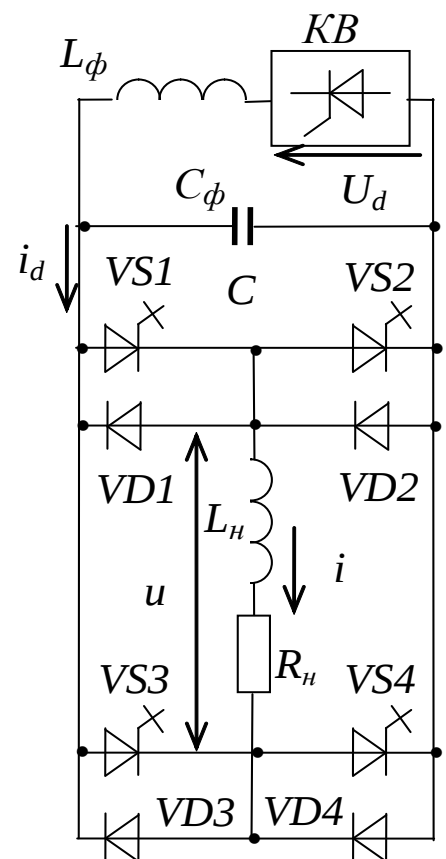


Рис.2.1. Однофазний автономний інвертор напруги

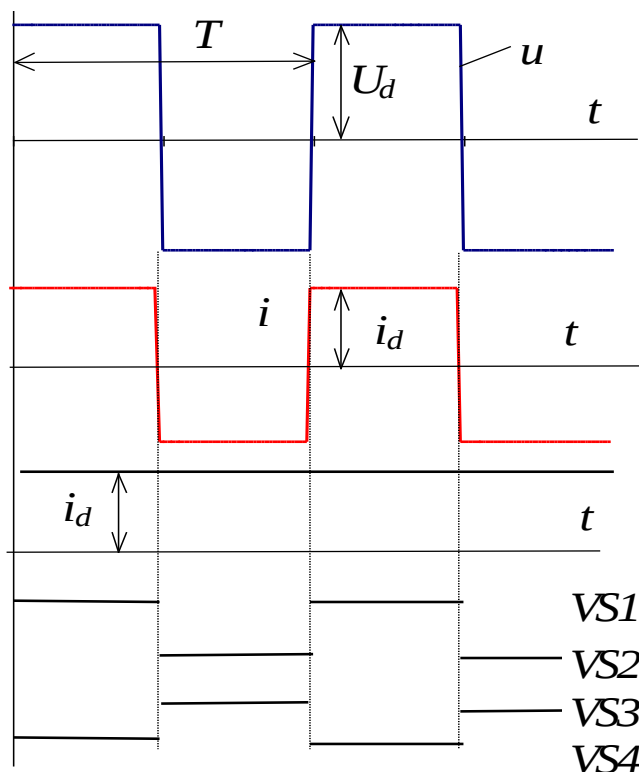


Рис.2.2. Процеси в однофазному АІН з активним навантаженням

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 при суто активному навантаженні ($L_H = 0$) наведені на рис.2.2. Завдяки перемиканню діагоналей 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 перемикання ключів. Струм через зворотні діоди не тече. Струм на вході інвертора незмінний у часі.

Щоб змінити частоту вихідної напруги, досить змінити частоту перемикання ключів, не змінюючи послідовності цього перемикання. Регулювання амплітуди вихідної напруги здійснюється за допомогою керованого випрямляча КВ (тобто змінюється рівень вхідної напруги АІН).

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

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

а вихідний струм має кусково-експоненційний характер (рис. 2.3). Фазовий зсув струму відносно напруги $\varphi < 90^\circ$. Одразу після закривання однієї пари тиристорів і відкривання іншої струм навантаження тече через зворотні діоди.

Вхідний струм i_d при цьому тимчасово змінює знак, але 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 ному опорі навантаження (на рис. 2.3 площа $S_1 > S_2$). 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.

Якщо навантаження суто індуктивне, вихідний та вхідний струми мають кусково-лінійний характер (рис.2.4), причому середнє значення вхідного струму дорівнює нулю (вся енергія, спожита інвертором при роботі тиристора, віддається назад до конденсатора, коли відкривається діод). Тривалість роботи тиристорів та діодів однакова.

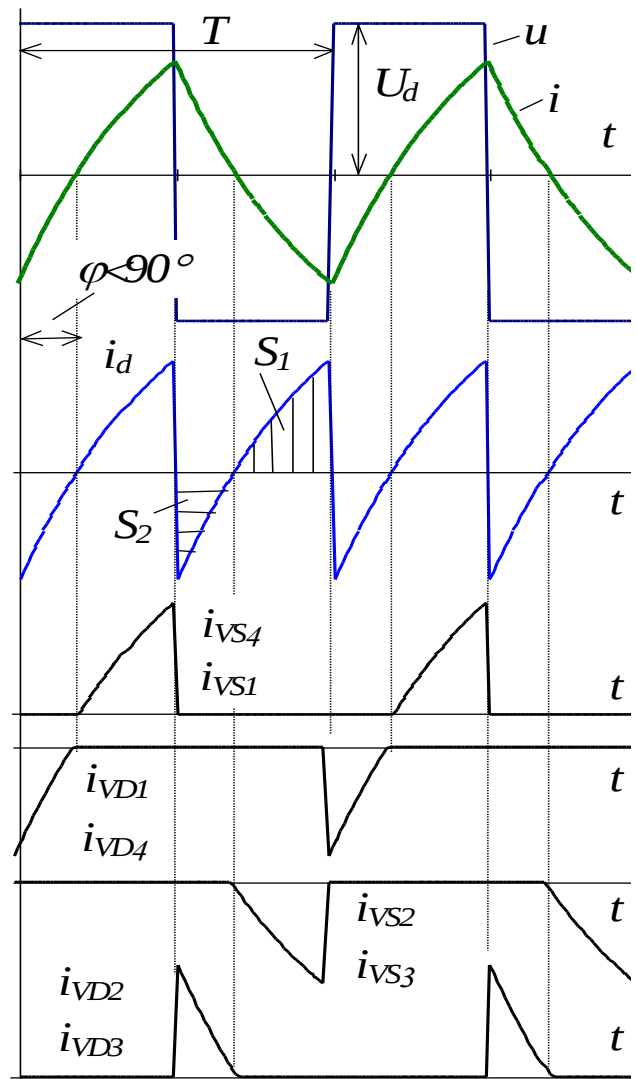


Рис.2.3. Процеси в АІН з активно-індуктивним навантаженням

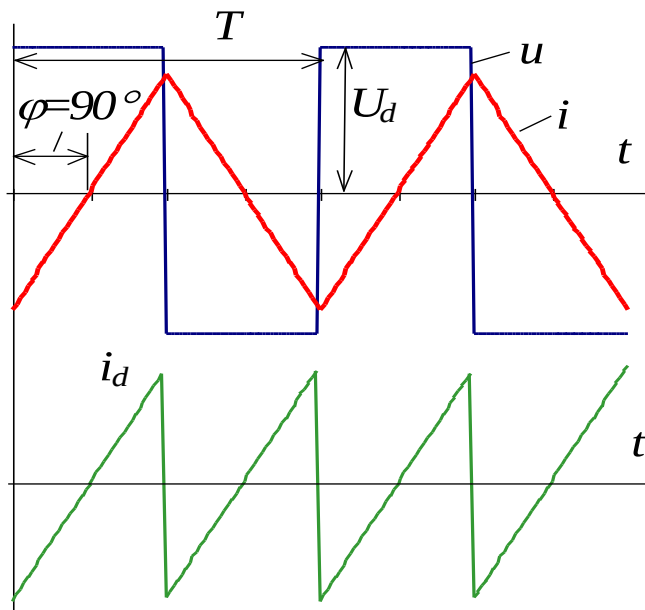


Рис.2.4. Процеси в АІН з суто індуктивним навантаженням

Як видно з рис.2.2-2.4, 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.

2.2. Трифазні АІН з амплітудною модуляцією

Трифазні АІН призначені для живлення трифазних споживачів (звичайно асинхронних

та синхронних двигунів). Як і раніше, побудову та електромагнітні процеси будемо розглядати на прикладі інвертора на двоопераційних тиристорах (рис.2.5).

Він складається з шести тиристорів ($VS1-VS6$) та такої ж кількості зворотних діодів ($VD1-VD6$). 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 з них (особливо в інверторах на одноопераційних тиристорах).

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

Кожний вентиль 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.2.6.

Період вихідної напруги АІН складається з шести інтервалів тривалістю 60° кожний (на рис.2.6 позначені римськими цифрами). На кожному з цих інтервалів відкрита своя трійка тиристорів, і навантаження кожного разу по-новому вмикається до джерела постійної напруги (рис.2.7).

Оскільки кожна фаза навантаження періодично вмикається до різних полюсів джерела, фазні напруги знакозмінні, хоча і несінусоїдні. 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 А та В.

Унаслідок активно-індуктивного характеру навантаження фазний струм на кожному з інтервалів змінюється експоненційно з деяким запізненням $\varphi_n = \arctg(\omega L_n / R_n)$ відносно напруги. Тому, коли закривається тиристор у будь-якій фазі (наприклад, $VS1$), фазний струм i_a , не змінюючи ще напрямку (завдяки ЕРС самоіндукції), переходить на діод $VD2$ тієї ж фази. До фази прикладається напруга іншого знаку, струм інтенсивно знижується до нуля. Схема для цієї ситуації зображена на рис.2.8. Фактично завдяки діоду навіть ще до вмикання наступного тиристора схема вмикання фаз уже

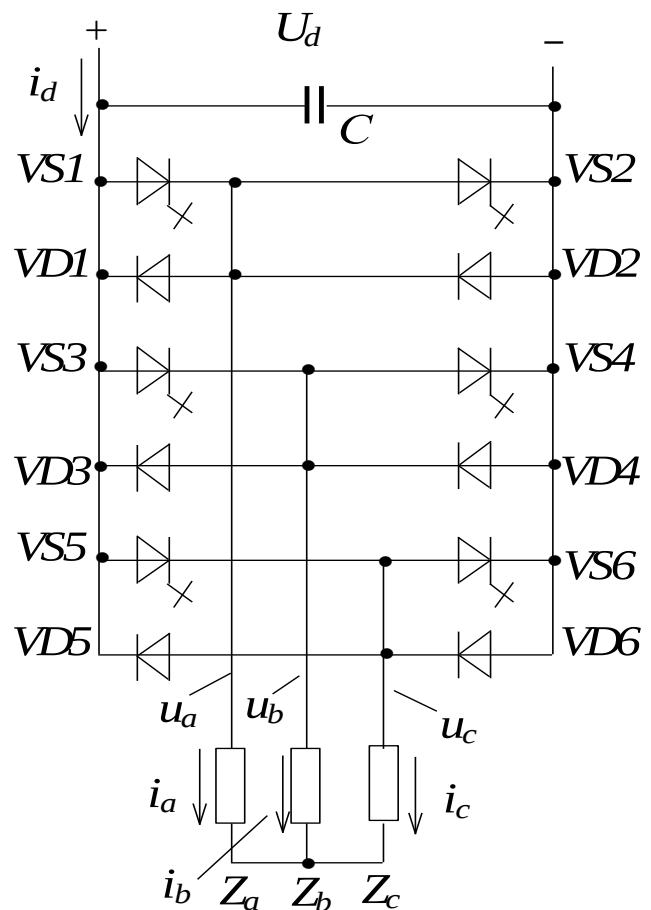


Рис.2.5. Трифазний мостовий автономний інвертор напруги

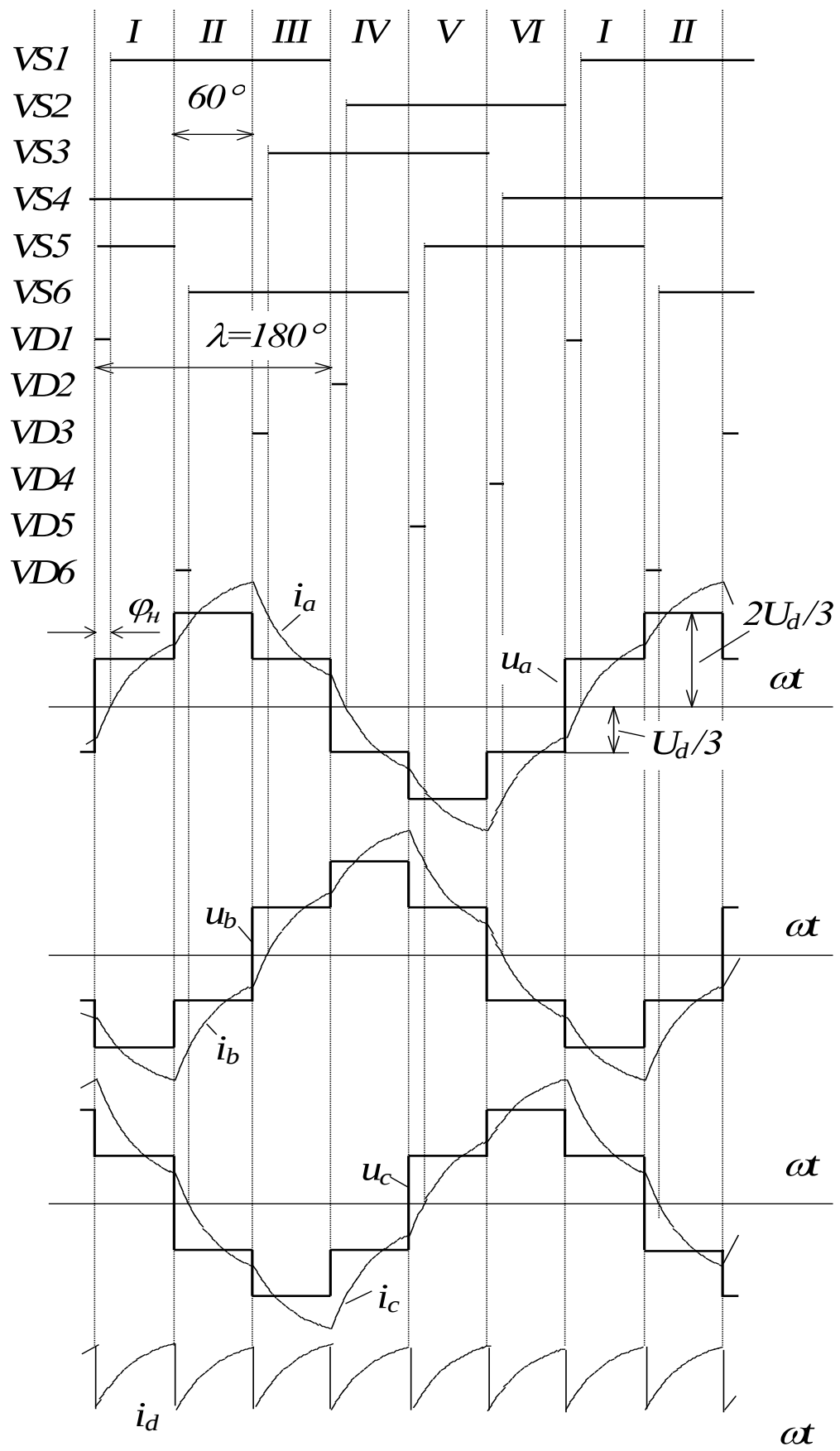


Рис.2.6. Процеси в трифазному АІН з $\lambda=180^\circ$

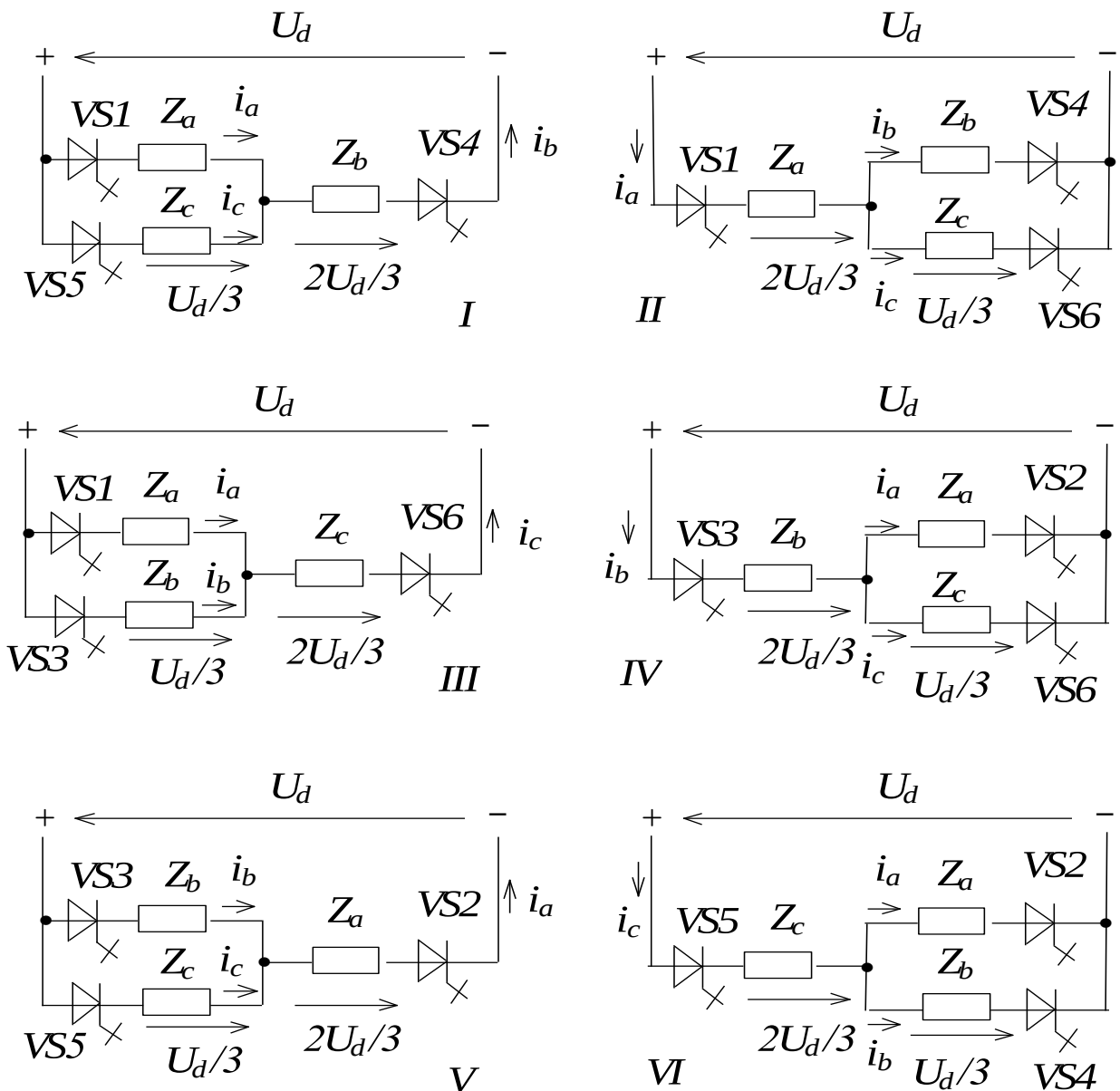


Рис.2.7. Схеми з'єднання фаз навантаження

готова (порівн. рис. 2.8 та схему для інтервалу IV на рис. 2.7).

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

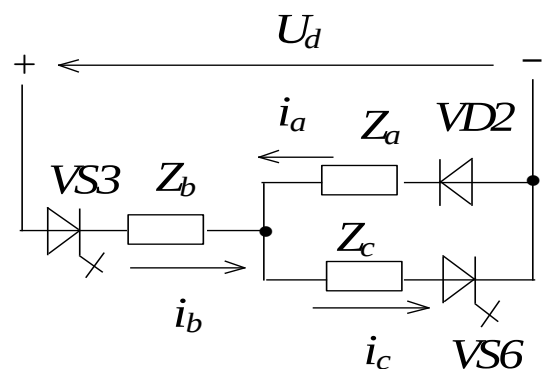


Рис.2.8. Схема з'єднання фаз навантаження після закривання ключа $VS1$

го 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.

Споживаний інвертором струм i_d завжди дорівнює струмові тієї фази, яка ввімкнута послідовно з іншими. На відміну від однофазного АІН, при досить великому $\cos \varphi_n$ вхідний струм свого знаку може не змінювати. При переважно індуктивному характері навантаження ($\varphi_n > 60^\circ$) реактивний струм фази (наприклад, i_a на рис.2.8) після закривання її тиристора може бути більшим від струму фази, яка ввімкнута послідовно з іншими (i_b на рис.2.8). Це призводить до зміни знаків останнього та струму i_d , доки відкритий зворотний діод.

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 досить ключі фази В перемикає так, як раніше перемикались ключі фази С, і навпаки, ключі фази С - як раніше ключі фази В.

Амплітуда першої гармоніки вихідної фазної напруги

$$U_{\phi m1} = \frac{2}{\pi} U_d. \quad (2.1)$$

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

Діаграми напруг та струмів - на рис.2.9. При такому алгоритмі 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.2.10).

Оскільки тривалість роботи ключа 120° , між вимиканням одного та вмиканням іншого ключа однієї фази є пауза 60° .

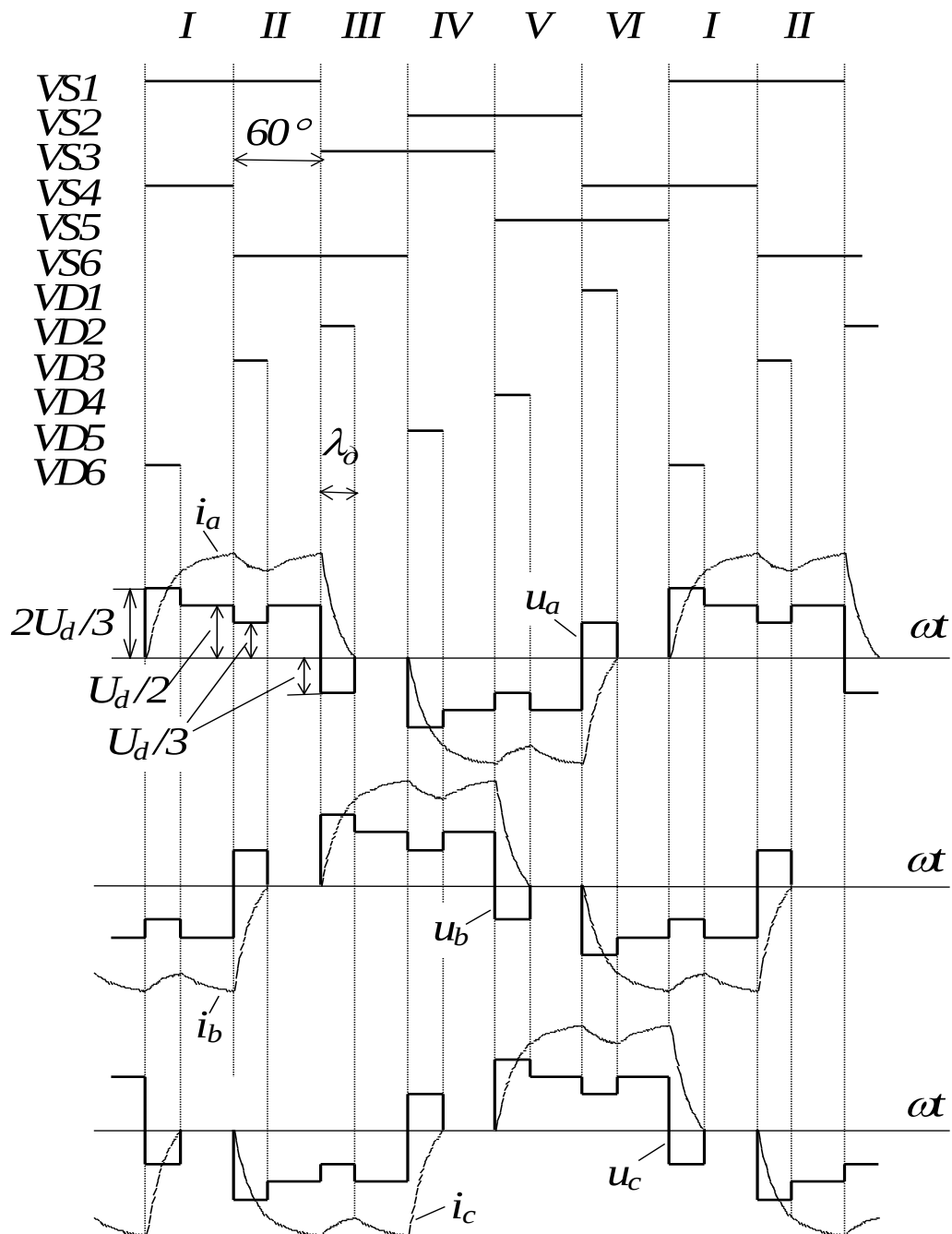


Рис.2.9. Процеси в трифазному АІН з $\lambda=120^\circ$

При активно-індуктивному навантаженні форма напруг та струмів суттєво відрізняється від таких для попереднього алгоритма. 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.2.8), відрізняється від схем рис.2.10.

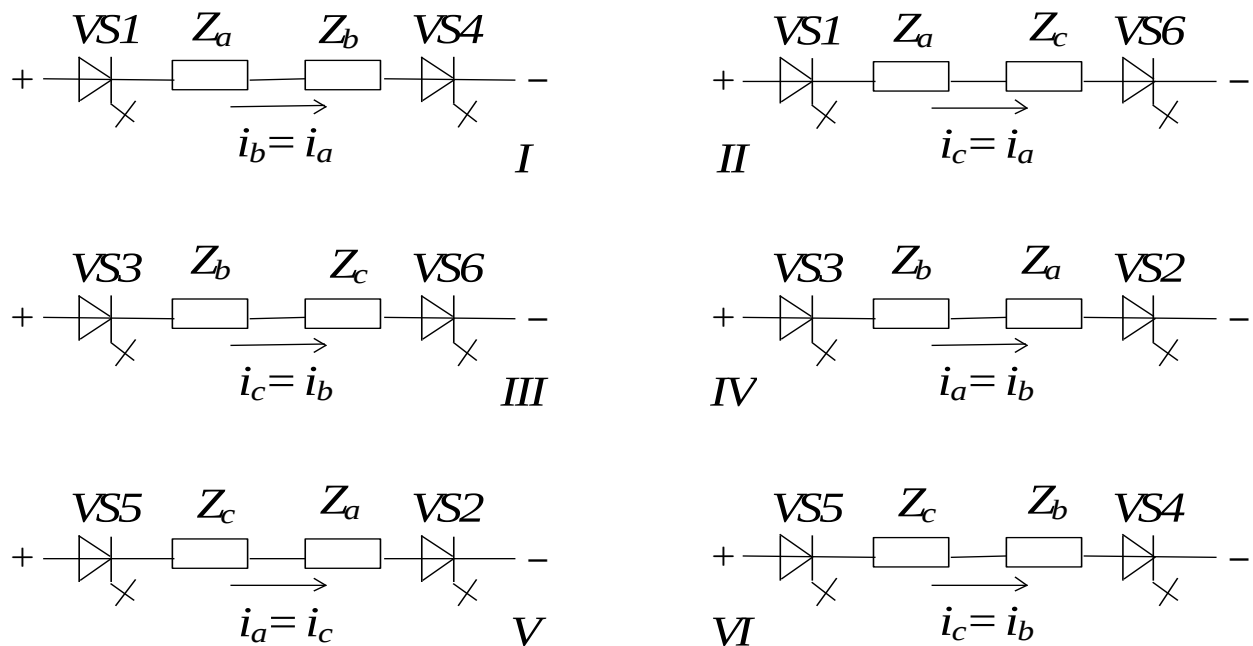


Рис.2.10. Схеми з'єднання фаз навантаження

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 напівперіод фазної напруги має шість ділянок з різними рівнями напруги: від 0 до $\pm 2U_d/3$);
- тривалість відкритого стану діодів λ_θ , а внаслідок цього і форма напруг та струмів, залежить від характеру навантаження. Якщо навантаження пере-

важно індуктивне, а тривалість зникнення фазного струму $\lambda_\theta > 60^\circ$, паузи у струмі та напрузі зникають, і у роботі завжди знаходяться три фази. Форма напруг та струмів подібна до таких для алгоритму з $\lambda=180^\circ$.

Інвертор з амплітудною модуляцією має істотно несінусоїдні фазні струми і тому при низьких вихідних частотах (біля кількох герц) швидкість двигуна, який живиться від нього, нестабільна. Такі АІН придатні лише для електроприводів з невеликим діапазоном регулювання швидкості або для високочастотних електроприводів.

2.3. Робота автономного інвертора напруги на проти-ЕРС

Розглянемо однофазний автономний інвертор напруги з амплітудною модуляцією, навантаженням якого є фазна обмотка статора двигуна змінного струму. Коли ротор двигуна обертається, в обмотці статора виникає синусоїдна проти-ЕРС. На рис.2.11 позначені напрямки струмів та проти-ЕРС, які надалі вважатимуться позитивними. Рівняння напруг для контура навантаження має вигляд:

$$u = e + iR_n + L_n \frac{di}{dt};$$

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

де θ - фаза проти-ЕРС відносно вихідної напруги.

Режим роботи інвертора суттєво залежить від фази θ .

Коли електрична машина працює у режимі двигуна, проти-ЕРС статора запізнюється

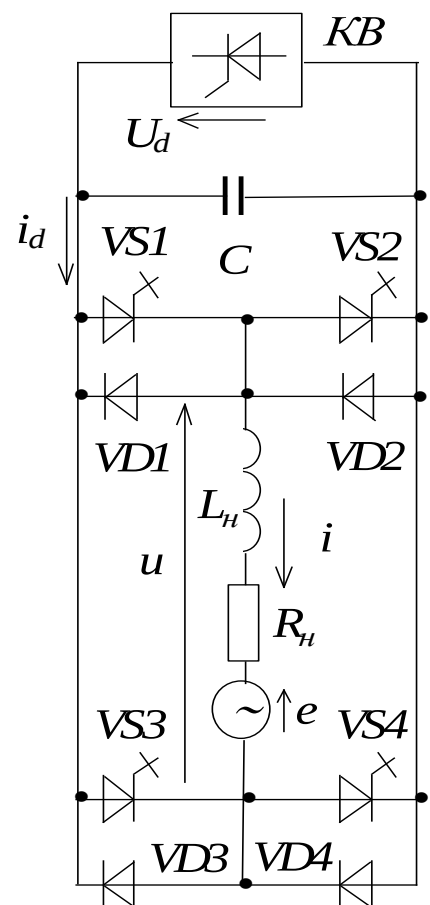


Рис.2.11

АІН при роботі
на проти-ЕРС

відносно вихідної напруги АІН на кут θ (векторна діаграма на рис. 2.12).

Тому одразу після чергової комутації проти-ЕРС завжди направлена

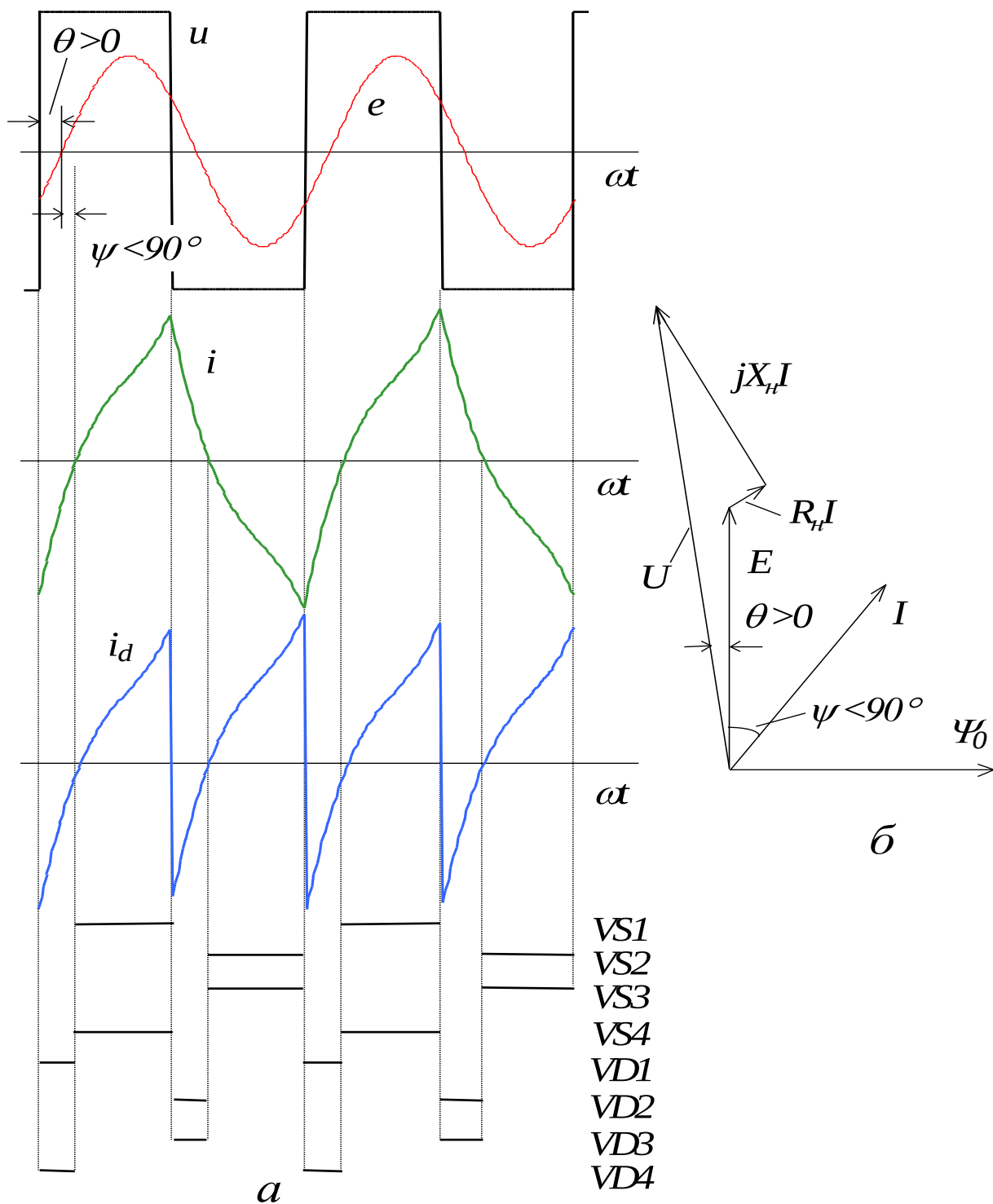


Рис.2.12. Робота АІН на проти-ЕРС
(електрична машина в режимі двигуна)

назустріч струму. Це сприяє швидшому зменшенню останнього, ніж при активно-індуктивному навантаженні. Діоди закриваються швидше і більшу

частину періоду вихідної напруги відкриті тиристори АІН (рис.2.12). 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 відсутністю 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 завжди направлена назустріч напрузі АІН. Тому, викривлюючи форму вихідного струму, вона не здатна зсунути його відносно напруги.

У разі відсутності у двигуні втрат на гістерезис струм статора синфазний з головним потоком Ψ_0 і запізнюється відносно проти-ЕРС на кут $\psi = 90^\circ$ (рис.2.13,б). Це означає, що джерело проти-ЕРС не споживає активну енергію від АІН (протягом однієї половини кожного періоду вихідної напруги віддається та сама кількість енергії, яка споживається протягом другої). Про це також свідчить те, що середнє значення споживаного інвертором струму $I_d = 0$, а тривалість відкритого стану тиристорів та діодів однакова (рис.2.13,а).

При роботі машини змінного струму в рекуперативному режимі проти-ЕРС випереджує напругу, а струм відстає від проти-ЕРС на кут $\psi > 90^\circ$ (рис.2.14). Тривалість відкритого стану діодів більша, ніж тиристорів, унаслідок чого середнє значення вхідного струму I_d негативне (на відміну від інвертора струму, де змінюється знак не вхідного струму, а вхідної напруги). АІН передає енергію до ланки постійного струму, підзаряджаючи конденсатор C . Через керований випрямляч унаслідок його однобічної провідності струм рекуперації пройти не може. Якщо до шин постійного струму інші споживачі не ввімкнені, цю енергію ніхто, крім конденсатора, спожити не здатен. Щоб запобігти перенапрузі на конденсаторі, рекуперова-

ну енергію слід або передати до мережі змінного струму за допомогою веденого мережею інвертора BI , ввімкеного зустрічно-паралельно керованому випрямлячу (рис.2.15,а) або розсіяти у вигляді тепла у гальмівному (розрядному) резисторі R_p через розрядний ключ $VS0$ (рис.2.15,б).

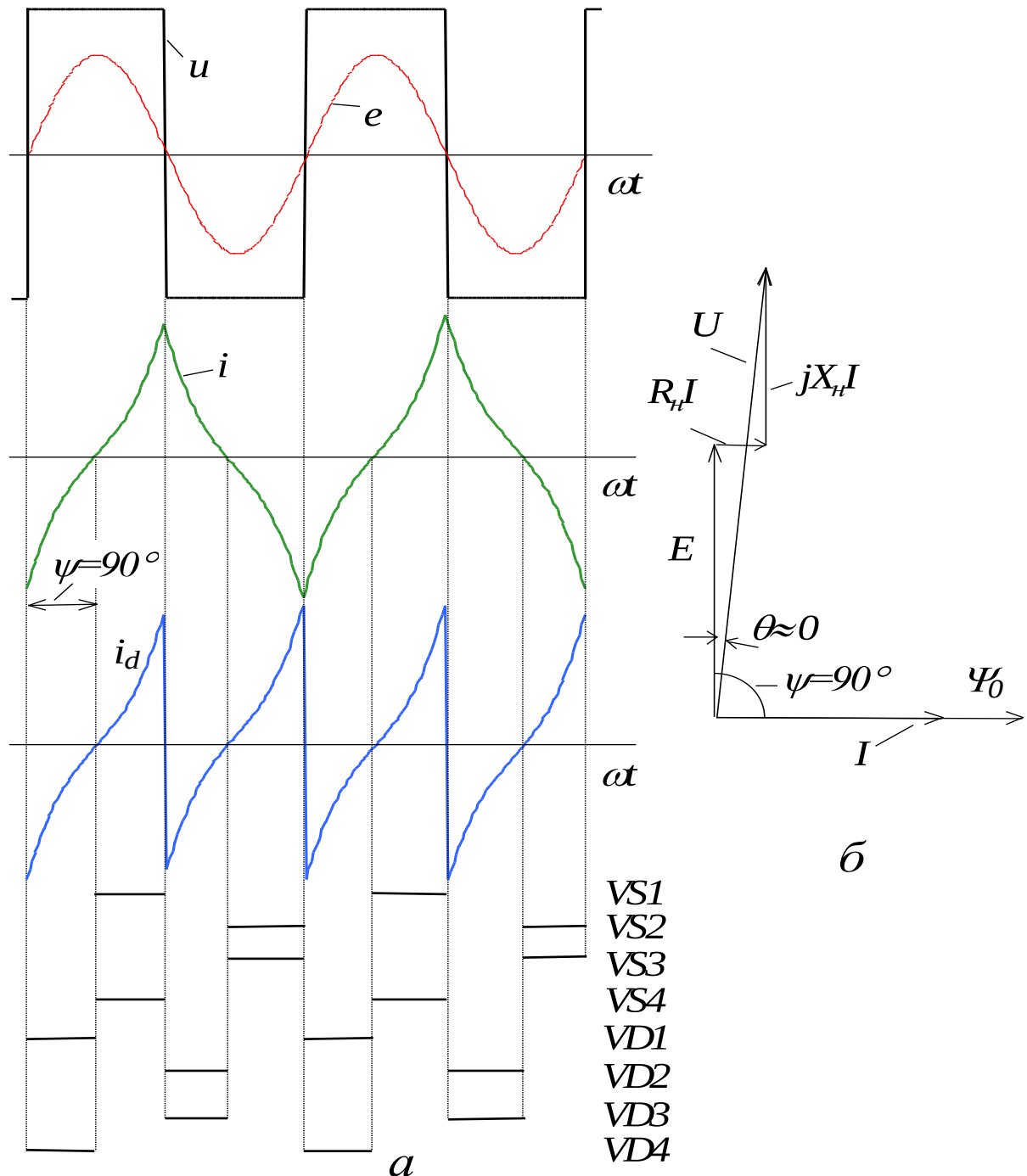


Рис.2.13. Робота АІН на проти-ЕРС
(електрична машина в режимі холостого ходу)

Необхідність використання веденого інвертора для рекуперації є характерною особливістю АІН порівняно з інверторами струму. Керований випрямляч та ведений мережею інвертор утворюють реверсивний перетворювач із двобічною передачею енергії. Керування ними може бути як роздільним, так і сумісним. В останньому випадку до схеми рис.2.15,а між мостами слід увімкнути зрівняльні реактори для обмеження зрівняльних струмів.

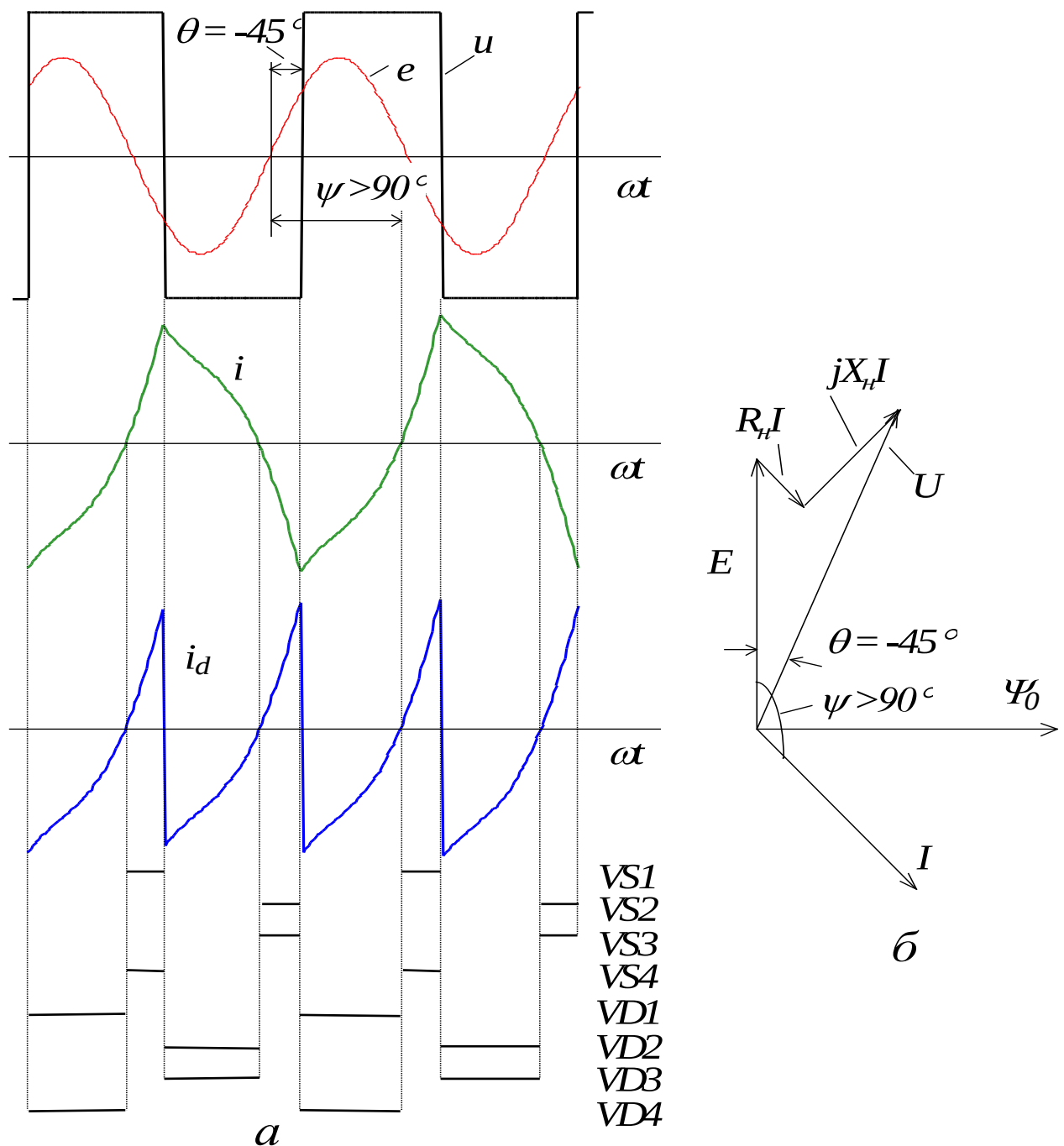


Рис.2.14. Робота АІН на проти-ЕРС
(електрична машина в рекуперативному режимі)

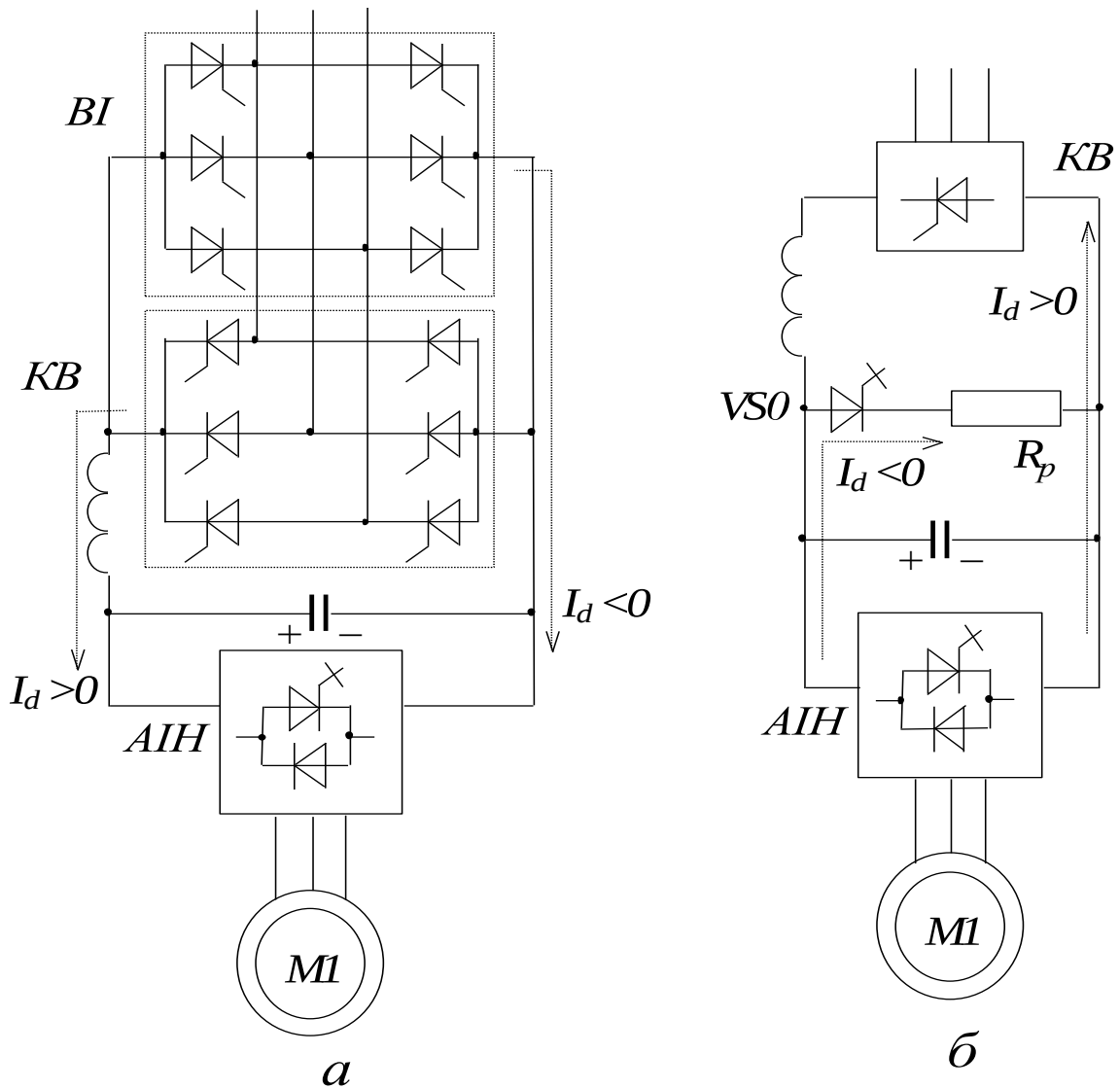


Рис.2.15. Способи використання енергії гальмування

Використовуються також схеми з двома ланками постійного струму (рис.2.16), де гальмівна енергія з моста зворотних діодів *МЗД* надходить до введеного інвертора через окремий *LC*-фільтр. У такій схемі, хоча й використовується два фільтри, спрощується керування *KB* та *BI* внаслідок відсутності безпосереднього зв'язку між ними.

У разі використання розрядного ключа асинхронна машина працює як асинхронний генератор із самозбудженням (самозбудження забезчується завдяки наявності конденсатора). Такий режим іноді називають також режимом конденсаторного гальмування.

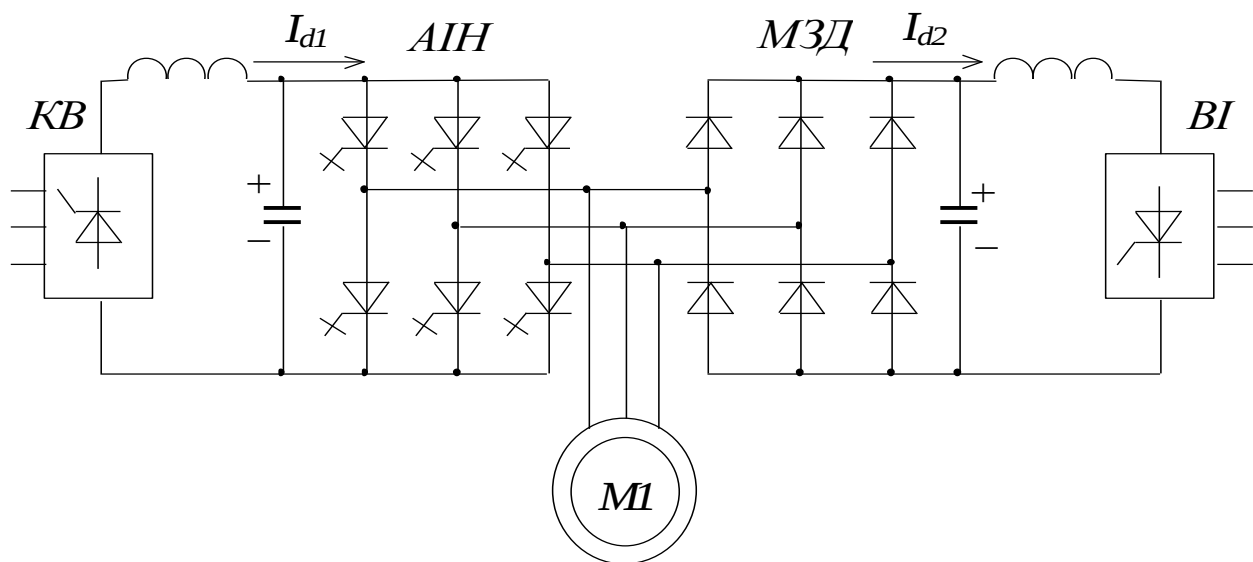


Рис.2.16. Перетворювач частоти з двома ланками постійного струму

Номінальний струм тиристорів *BI* та розрядного ключа, а також опір розрядного резистора обирають залежно від інтенсивності гальмівних режимів.

2.4. Трифазні АІН зі штучною комутацією

При використанні в АІН одноопераційних тиристорів необхідні пристрої їх штучної комутації. Може бути використаний будь-який спосіб закривання тиристорів з розглянутих раніше для тиристорів ШПІ (див. п. 1.11). У схемах трифазних інверторів можливо багато варіантів їх використання.

Розрізняють такі способи комутації:

- індивідуальний (кожний з шести тиристорів, як і в ШПІ, має свою схему штучної комутації);
- міжфазний (один комутаційний пристрій обслуговує два тиристори 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 струм навантаження протягом комутації практично не змінюється.

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

А) Трифазний АІН з міжфазною комутацією

Схема інвертора з міжфазною комутацією наведена на рис.2.17. Комутуючі конденсатори ввімкнені трикутником і відокремлені від навантаження відсікаючими діодами $VD7$ - $VD12$. Призначення цих діодів - запобігти розряду конденсаторів через навантаження на міжкомутаційному інтервалі. Іноді такий інвертор називають АІН з відокремленими від навантаження конденсаторами. Зворотні діоди $VD1$ - $VD6$, щоб забезпечити зміну напрямку фазного струму, ввімкнуті назустріч-паралельно не одним тільки тиристорам, а і відсікаючим діодам.

У такій схемі можливий лише алгоритм комутації з тривалістю відкритого стану тиристорів 120° . Тому одночасно відкрито 2 тиристори. Розглянемо процес комутації з $VS1$ на $VS3$, коли відкритий $VS6$. Перед початком комутації комутуючий конденсатор $C13$ заряджений від джерела постійної напруги через $VS1$, $VD9$, навантаження, $VD12$, $VS6$ з полярністю, показаною на рис.2.17. 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. Утворюється 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 контура комутації.

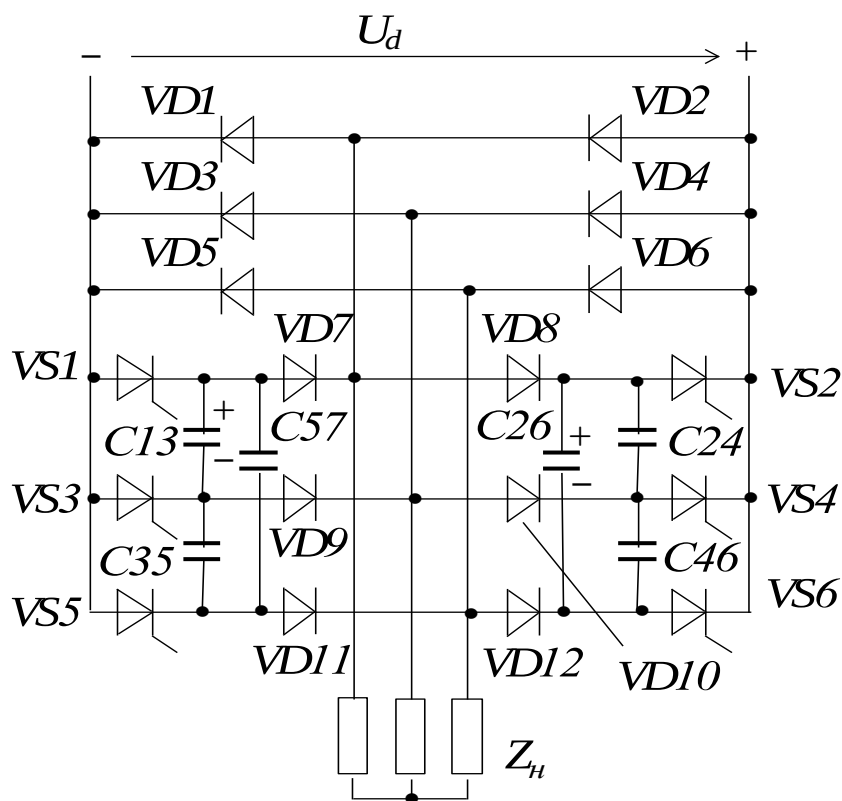


Рис.2.17. АІН з міжфазною комутацією

Оскільки в контурі комутації немає індуктивних елементів, процес комутації тиристорів відбувається практично миттєво. Під дією ЕРС самоіндукції фази А відкривається діод $VD2$, через який, не міняючи напрямку, тече струм фази А, доки не знижується до нуля. Конденсатор $C13$ перезаряджається через відкритий $VS3$, $VD7$, навантаження та $VS6$, готуючись до закривання тиристора $VS3$. Конденсатор $C26$ вже готовий до комутації з $VS6$ на $VS2$.

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

Характерною особливістю розглянутої схеми є відсутність допоміжних тиристорів (їх функції виконуть основні тиристори), чим і обумовлена її поширеність.

Б) Трифазний АІН з пофазною комутацією

Інвертор з пофазною комутацією зображений на рис.2.18. Для кожної фази передбачений свій пристрій комутації, який складається (для фази А, наприклад) з конденсатора $C1$, дроселя $L1$ та двох допоміжних тиристорів $VS7$ та $VS8$. Розглянемо процес комутації у фазі А.

Коли відкритий тиристор $VS1$, конденсатор $C1$ повинен бути зарядженим із полярністю, показаною на рис.2.18. Для закривання $VS1$ необхідно відкрити тиристор $VS7$. Починається коливний перезаряд конденсатора проти годинникової стрілки контуром « $C1$ - $VS1$ - $VS7$ - $L1$ ». Процеси в

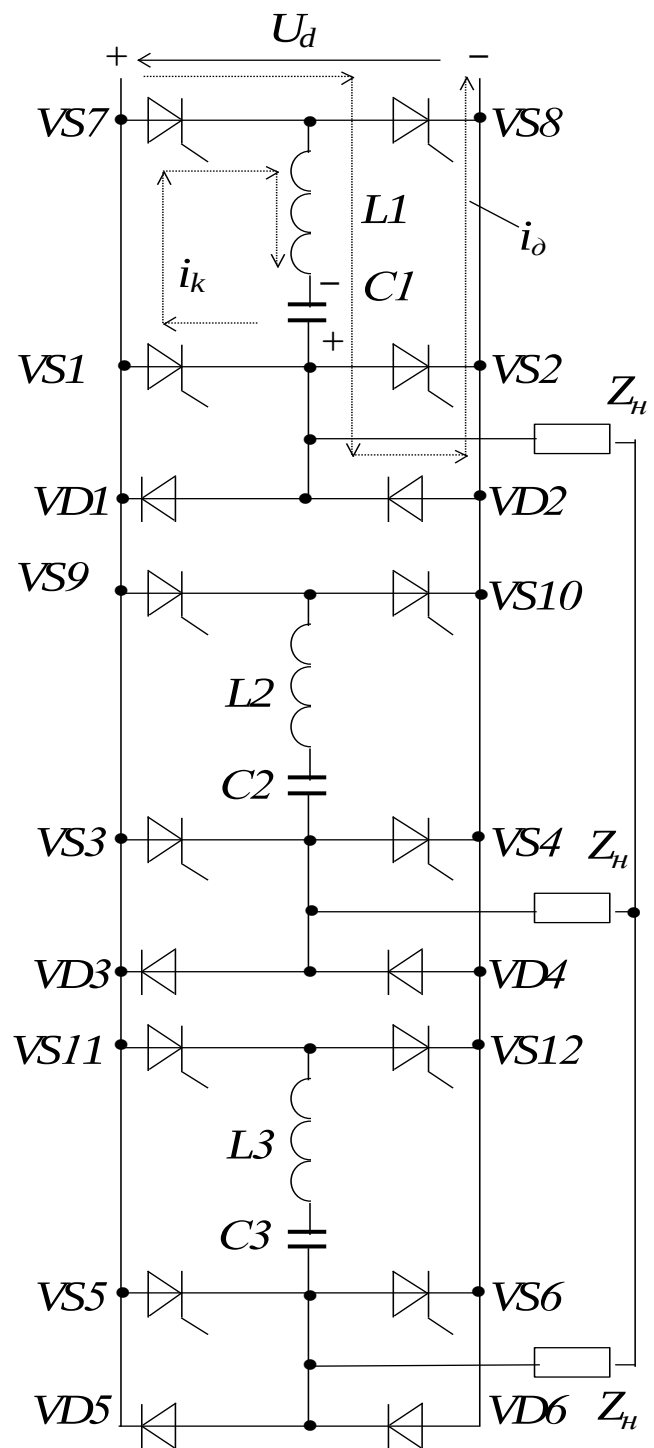


Рис.2.18. АІН з пофазною комутацією

контурі перезаряду описуються рівняннями:

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

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

Коли струм перезаряду зросте до рівня робочого струму тиристора $VS1$ ($t = t_1$ на рис.2.19), останній закриється, а перезаряд продовжуватиметься через зворотний діод $VD1$. До тиристора $VS1$ завдяки цьому прикладений негативний потенціал (падіння напруги на відкритому діоді $VD1$), який сприяє його поновленню його запірних властивостей.

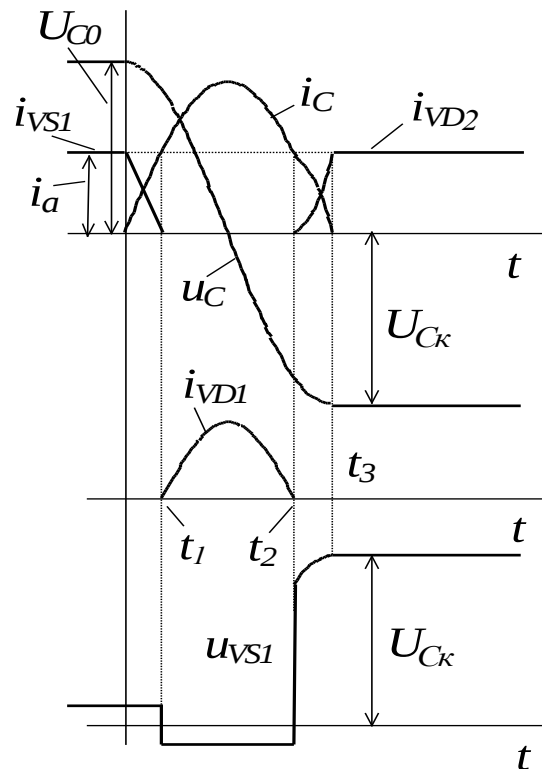


Рис.2.19. Комутація в схемі
рис.2.18

Коли струм перезаряду знизиться до рівня струму фази А ($t = t_2$), закриється діод $VD1$. Під впливом ЕРС самоіндукції фази А відкриється діод $VD2$, який забезпечує безперервність фазного струму. Одночасно утворюється контур дозаряду конденсатора від джерела живлення через $VS7$ та $VD2$ (рис.2.19). Диференціальні рівняння для етапу дозаряду

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

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

Після зниження струму дозаряду 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 $VS8$.

В) Трифазний АІН зі спільною комутацією

Крім 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.2.20). Кожний з останніх вмикається одноразово за період. Кожний з групових тиристорів вмикаються тричі за період (синхронно з кожним з допоміжних тиристорів своєї групи).

Розглянемо комутацію тиристора $VS1$. Трохи раніше, під час попередньої комутації, були відкриті тиристири $VS14$ та $VS8$.

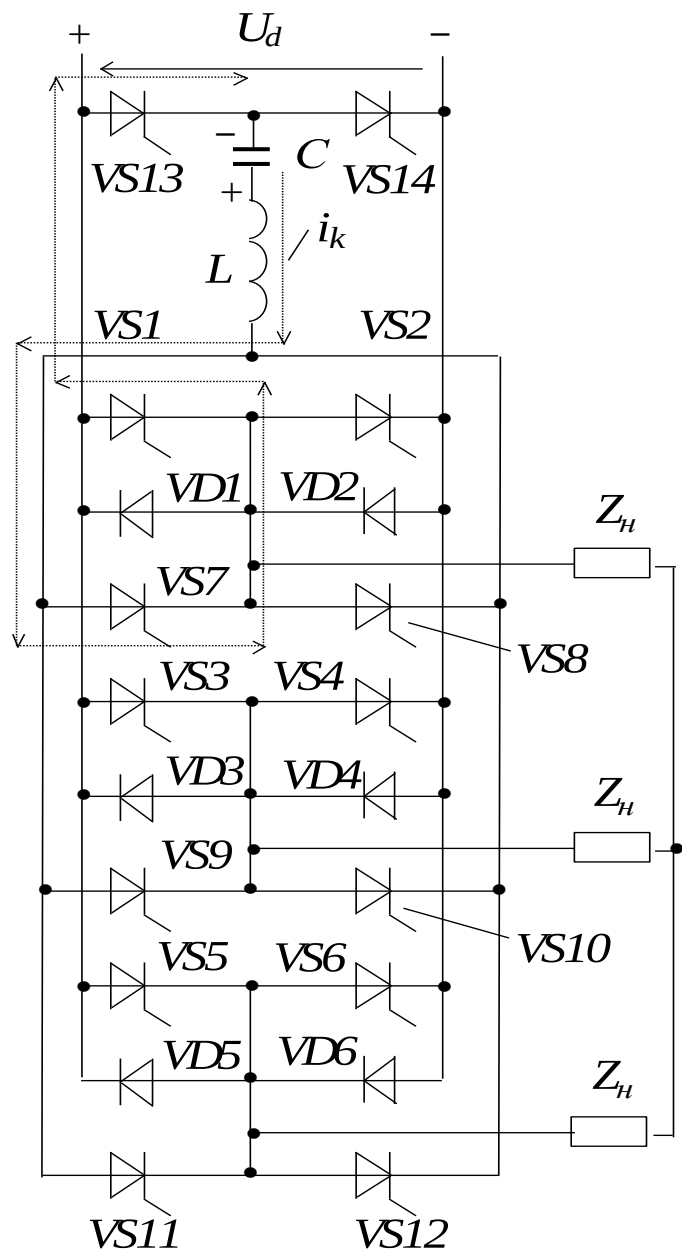


Рис.2.20. АІН зі спільною комутацією

Завдяки цьому перед початком штучної комутації тиристора $VS1$ конденсатор заряджений з полярністю, вказаною на рис.2.20. Часові діаграми для струмів та напруг під час комутації аналогічні діаграмам, зображеним на рис. 2.19.

Комутація починається з одночасного відкривання допоміжних тиристорів $VS7$ та $VS13$. Утворюється контур перезаряду конденсатора « $C - L - VS7 - VS1 - VS13$ », позначений на рис.2.19. Коливний процес перезаряду відбувається згідно з рівняннями

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

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

Коли струм перезаряду досягає робочого струму тиристора $VS1$ ($t = t_1$ на рис.2.19), останній закривається і струм перезаряду надалі тече через діод $VD1$.

Коли струм перезаряду знижується до рівня струму фази А, 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 ланцюг для дозаряду конденсатора від джерела живлення: « $+U_d - VS13 - C - L - VS7 - VD2 - -U_d$ ». Процес дозаряду описується рівняннями

$$u_c + i_\partial R + L \frac{di_\partial}{dt} = U_d;$$

$$i_\partial = C \frac{du_c}{dt}.$$

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

2.5. Автономні інвертори напруги з широтно-імпульсним регулюванням

Широтно-імпульсне регулювання (ШІР) вихідної напруги АІН здійснюється не за допомогою зміни вхідної напруги, а шляхом періодичного закривання ключів на інтервалі їх провідності. Подібний спосіб регулювання використовується у разі живлення АІН від нерегульованого джерела напруги (некерований випрямляч, мережа постійного струму тощо). Інвертор, таким чином, виконує дві функції: зміну частоти та рівня вихідної напруги.

Існує велика кількість алгоритмів ШІР [7], які відрізняються частотою та порядком перемикавання ключів. Один з найпростіших, призначений для трифазної мостової схеми (рис.2.5), зображений на рис. 2.21. Він базується на алгоритмі з тривалістю провідного стану $\lambda=180^\circ$, який використовується в АІН з амплітудною модуляцією (п.2.2). Алгоритми з $\lambda \neq 180^\circ$ 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 $\cos \varphi$ змінюються в широких межах).

Протягом кожного напівперіода вихідної напруги кожний з тиристорів вимикається тричі таким чином, що тривалість його відкритого стану дорівнює 3α , а закритого - 3β (рис.2.21). Підінтервали закритого стану розподілені 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 знака. Вхідний струм АІН короткочасно змінює знак.

На рис.2.22 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 з амплітудною модуляцією: шляхом зміни частоти перемикавання ключів без зміни порядку цього перемикавання.

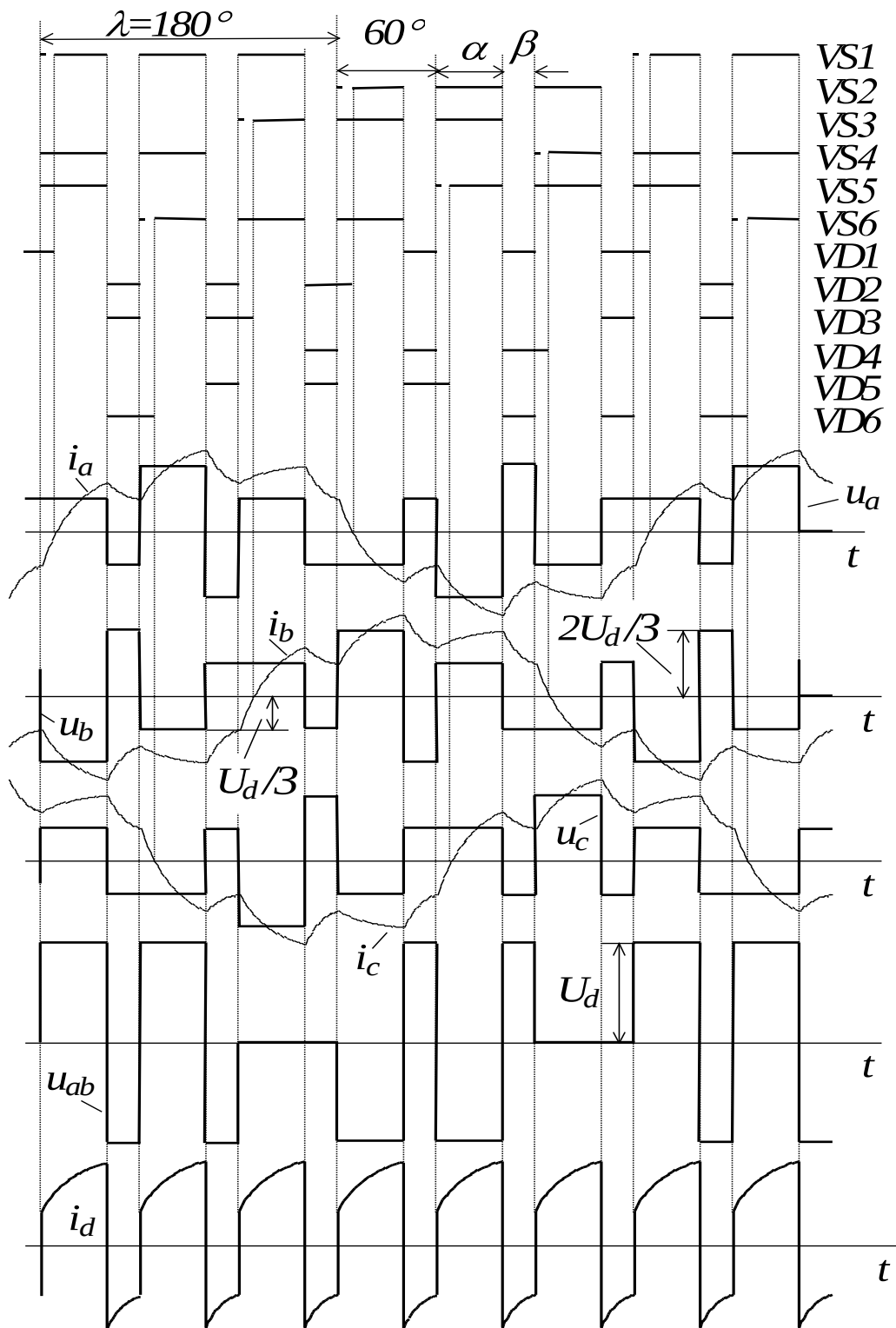


Рис.2.21. Алгоритм трикратного перемикування ключів
протягом $\lambda=180^\circ$

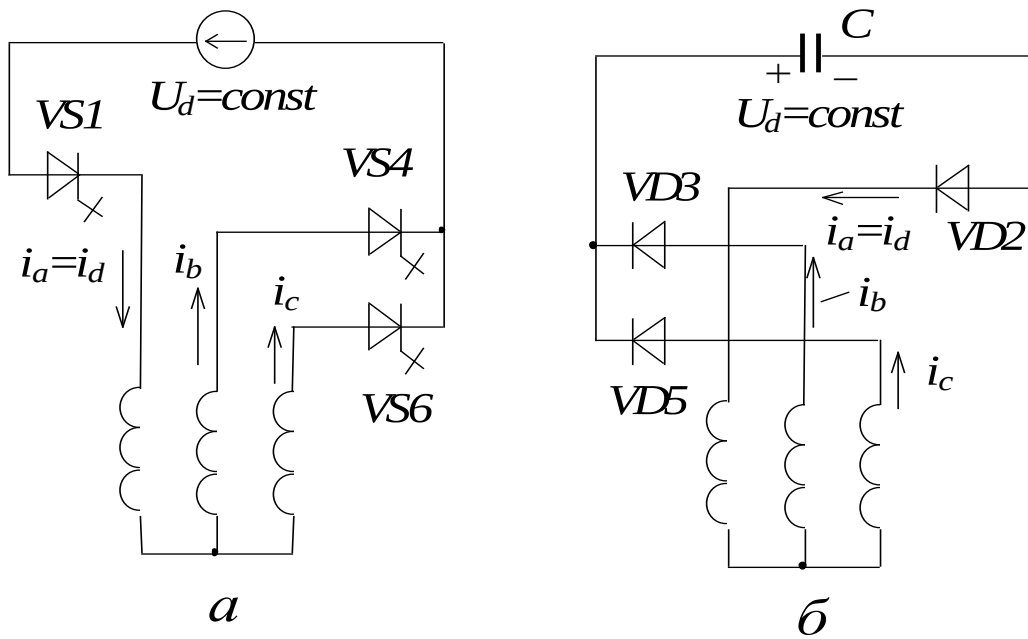


Рис.2.22. Шляхи протікання струмів на інтервалах α та β .

Унаслідок періодичних вимикань ключів у вихідному струмі з'являються додаткові коливання з частотою $6f_{вих}$. Коли амплітуда вихідного струму невелика або тривалість пауз β наближається до α , миттєве значення струму при відкритих діодах може впасти до нуля. Виникає режим переривистих струмів. Наслідок цього - підвищені коливання моменту двигуна, викривлення форми та обмеження можливого діапазону регулювання вихідної напруги.

Покращити ситуацію можна, збільшуючи кількість комутацій тиристорів, а також запобігаючи виникненню пауз у вихідному струмі. На рис.2.23 зображений алгоритм ШПР з кратністю модуляції фазної напруги $K_{фн} = f_m / f_{вих} = 18$. Особливості цього алгоритму:

- На інтервалі β вимикаються не всі ключі, а лише один (з'єднаний послідовно з двома іншими, як $VS1$ на рис.2.22,а).
- Одразу після вимикання кожного тиристора отримує керуючий імпульс другий тиристор тієї ж фази. Завдяки цьому на інтервалах β завжди відкрито три ключі однієї групи (анодної чи катодної). Це забезпечує замикання трьох фаз між собою, більш повільне зменшення струму та

неможливість виникнення безструмових пауз. Після вимикання тиристора (наприклад, $VS1$) та отримання тиристором $VS2$ керуючого імпульсу відкривається зворотний діод $VD2$. У режимі рекуперації або при великих φ_H у фазі, що комутується, може бути відкритим діод $VD1$. Тоді замість нього відкриється тиристор $VS2$.

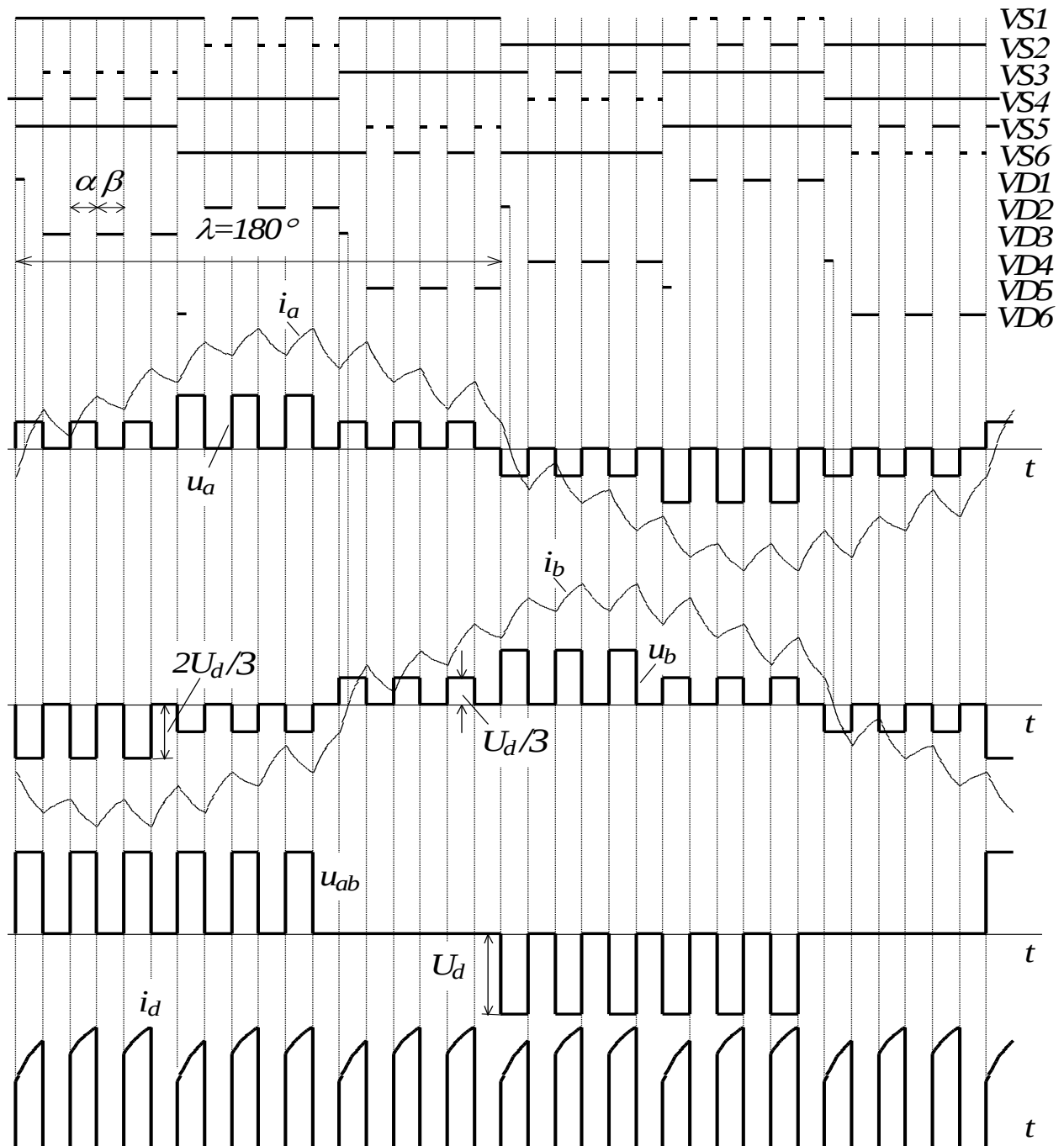


Рис.2.23. Алгоритм ШПР з $K_{\varphi H} = 18$

та незалежною від навантаження формою вихідної напруги

- Форма вихідної напруги не залежить від характеру навантаження.
- Однополярний характер вхідного струму при кутах навантаження $\varphi_H < 60^\circ$.
- Менша амплітуда та більша частота вищих гармонік вихідного струму.

Переваги ШІР 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:

- гірша форма вихідного струму;
- більші пульсації моменту двигуна;
- більші струми в момент закривання ключа;
- підвищені втрати в ключах унаслідок високої частоти їх перемикання;
- обмежений діапазон регулювання вихідної напруги;
- при деяких співвідношеннях вихідної частоти та частоти перемикання ключів можлива поява постійної складової вихідної напруги або інфра-низькочастотних її коливань [22].

Сфера застосування АІН з 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 λ може автоматично

збільшуватись зі зменшенням вихідної частоти з метою поліпшення форми вихідного струму.

2.6. АІН з широтно-імпульсною модуляцією

Принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) розглянемо на прикладі однофазного АІН (рис.2.1). Рівень вихідної напруги АІН при такому способі змінюється не шляхом регулювання його вхідної напруги, як при амплітудній модуляції, а завдяки зміні шпаруватості вмикання ключів при незмінній напрузі живлення. Саме змінний характер шпаруватості відрізняє цей спосіб від ШІР. Оскільки ключі інвертора виконують обидві функції: регулювання і рівня напруги, і її частоти, випрямляч може бути некерованим.

На рис.2.24 наведені діаграми напруг і струмів у інверторі з ШІМ.

Пари ключів перемикаються таким чином, щоб середня за період їх перемикавання T_m напруга на навантаженні u_c змінювалась синусоїдно, хоча миттєва вихідна напруга u має прямокутний характер. Для визначення потрібних моментів перемикавання ключів до складу системи керування інвертором входить широтно-імпульсний модулятор (ШІМ, рис. 2.25), в якому здійснюється порівняння синусоїдної задавальної напруги $u_z = U_{zm} \sin 2\pi f_{вих} t$ з пилкоподібною опорною напругою u_{on} . Частота задавальної напруги ω дорівнює потрібній вихідній частоті, а амплітуда U_{zm} пропорційна амплітуді середньої вихідної напруги. Коли задавальна напруга більша від опорної (інтервал часу t_1), нуль-орган НО дає команду на вмикання ключів однієї діагоналі ($VS1, VS3$), коли менша (інтервал часу t_2), - іншої ($VS2, VS4$). Завдяки синусоїдній формі задавальної напруги середня за період модуляції вихідна напруга змінюється за законом

$$U_c = \frac{U_d t_1 - U_d t_2}{T_m} = U_d (2\gamma - 1) = U_{cm} \sin 2\pi f_{вих} t.$$

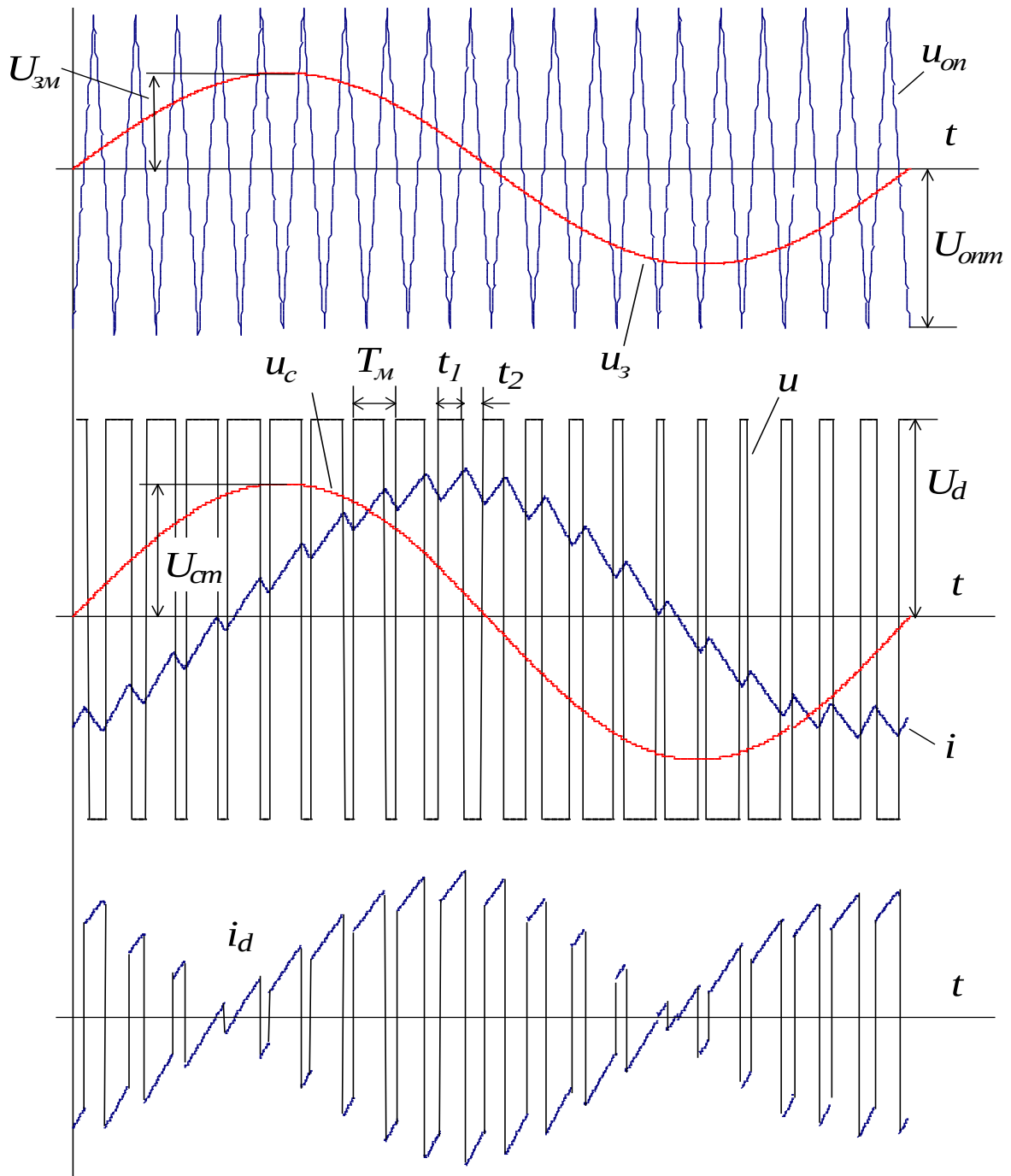


Рис.2.24. Процеси в однофазному мостовому АІН з ШІМ

Маючи на увазі, що $t_1 + t_2 = T_M$, знайдемо закон зміни шпаруватості

$$\gamma = t_1 / T_M = (1 + \mu \sin 2\pi f_{\text{вух}} t) / 2. \quad (2.2)$$

Співвідношення амплітуд задавальної та опорної напруг

$$\mu = U_{3m} / U_{om}$$

називають глибиною (або коефіцієнтом) модуляції. Одночасно цей коефіцієнт відображає відношення амплітуди середньої за період модуляції вихідної напруги до її максимально можливого значення:

$$\mu = U_{cm} / U_{mm} \quad (2.3)$$

(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. Однак, оскільки вентилю потрібен деякий час для поновлення своїх запірних властивостей, завжди повинна бути пауза між моментом його вимикання та наступним вмиканням. Тому завжди $\mu < 1$. Максимально можлива глибина модуляції [6] $\mu_m \approx 1 - 4t_e f_m$ (тут $f_m = 1/T_m$ - частота модуляції). Найменшу тривалість відновлення запірних властивостей t_e , а тому найбільші допустимі глибину модуляції та частоту комутації мають силові транзисторні ключі.

Для запобігання короткого замикання, як і при керуванні мостовими переривниками постійного струму (рис.1.18), використовують зміщення опорних напруг протилежних діагоналей (на рис.2.25 не показане).

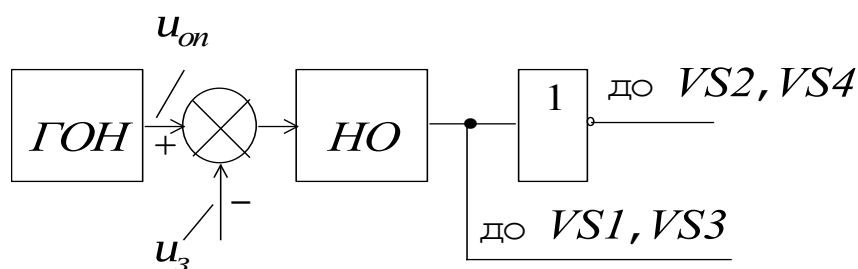


Рис.2.25. Система керування однофазним АІН з ШІМ

Вихідний струм АІН на кожному міжкомутаційному інтервалі змінюється експоненційно, але в цілому близький до синусоїдного завдяки тому, що частота перемикавання (модуляції) набагато вища заданої вихідної частоти. Оскільки допустима частота перемикавання сучасних транзисторних ключів сягає десятків кГц, вихідний струм таких інверторів майже не містить у собі вищих гармонік, а рушійний момент двигуна - коливань. Тому такі інвертори

мають практично необмежений діапазон регулювання і використовуються у високоточних, глибокорегульованих та швидкодіючих електроприводах (верстати з ЧПК, промислові роботи, слідкуючі системи тощо).

Миттєвий струм i_d на вході АІН має знакозмінний характер внаслідок почергової роботи тиристорів та діодів, причому амплітуда його змінюється синусоїдно (рис.2.24). Середнє за період модуляції значення цього струму позитивне, якщо збігаються знаки середніх вихідних напруги та струму (іде споживання енергії навантаженням) і негативне, коли знаки різні (індуктивні елементи навантаження повертають енергію до ланки постійного струму). Якщо АІН споживає енергію від електричної машини, яка працює в рекуперативному режимі, струм статора зсунутий відносно напруги на кут $\varphi_n > 90^\circ$, знаки миттєвих вихідних напруги та струму АІН переважно протилежні, а середнє значення вхідного струму $I_d < 0$.

Найбільше застосування знайшли трифазні АІН з ШІМ. Принцип керування ними такий самий, як і однофазними. Однак у трифазній схемі можливо набагато більше сполучень відкритих ключів і схем з'єднання фаз навантаження. Крім схем, зображених на рис.2.7, при синусоїдній ШІМ можливе також з'єднання через відкриті вентилі 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.2.7), або обидва інші. Приклади таких з'єднань зображені на рис.2.26.

Унаслідок цього форма вихідної напруги трифазного АІН з синусоїдною ШІМ складніша, ніж однофазного (рис.2.27). 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 одного полюсу джерела живлення (як на рис.2.26) - нулю.

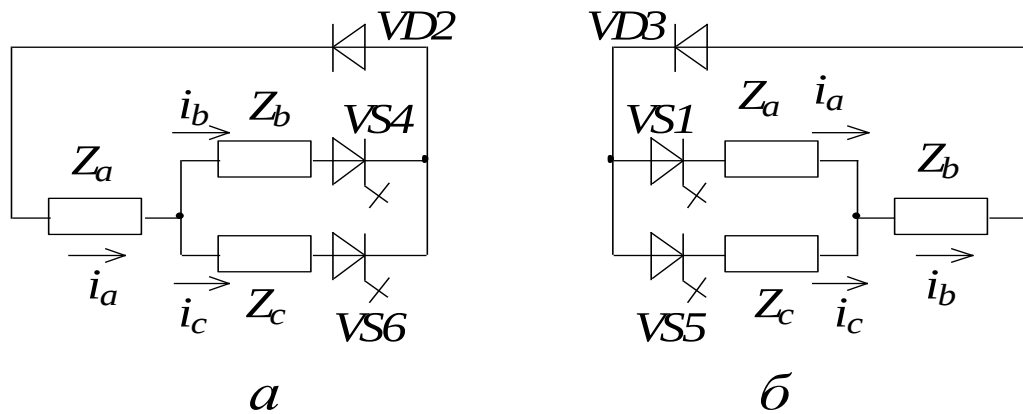


Рис.2.26. З'єднання фаз АІН з нульовою вихідною напругою

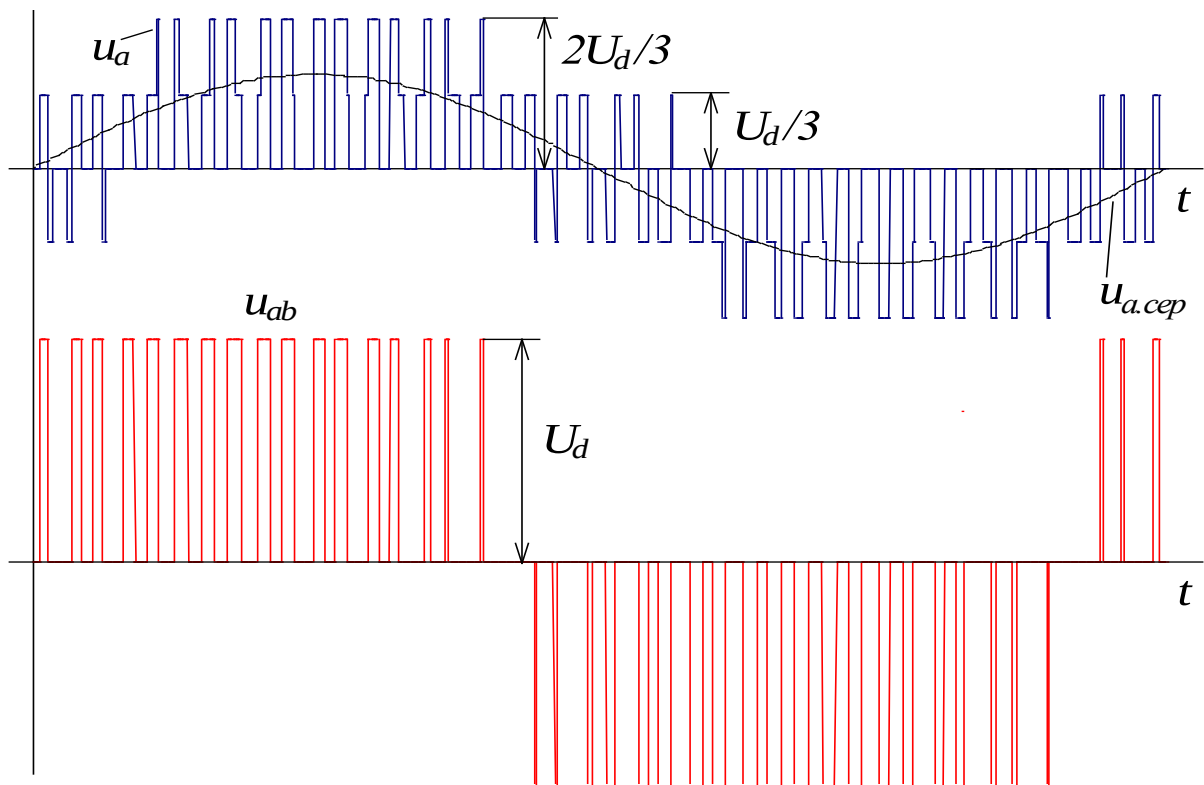


Рис.2.27. Вихідні напруги трифазного АІН з ШІМ

Митєвий вхідний струм трифазного АІН з ШІМ - переривистий. Паузи виникають тоді, коли відкриті три ключі однієї групи, а вихідні напруги дорівнюють нулю. В інші інтервали часу, як і в АІН з амплітудною модуляцією, вхідний струм збігається зі струмом фази, ввімкненої послідовно з обома іншими. Середній за період модуляції вхідний струм на

відміну від однофазного завжди одного знаку. Це поряд з високою частотою модуляції дозволяє значно зменшити ємність фільтру на вході АІН.

Завдяки використанню некерованого випрямляча перетворювачі частоти з такими інверторами не споживають з живильної мережі реактивних струмів, а їх коефіцієнт потужності близький до одиниці. Тому розширюється їх використання і в потужних електроприводах загальнопромислових механізмів. Одноопераційні тиристори в сучасних АІН з ШІМ майже не використовуються, оскільки ані вони самі, ані схеми їх штучної комутації не спроможні працювати при високих частотах.

В електроприводах середньої та великої потужності, які часто працюють у рекуперативному режимі, зустрічно-паралельно з випрямлячем вмикають ведений мережею тиристорний або транзисторний інвертор. У малопотужних електроприводах (де енергетичні показники менш важливі, ніж масо-габаритні), енергію, накопичену в конденсаторі, скидають на баластний резистор через розрядний ключ (рис.2.15,б).

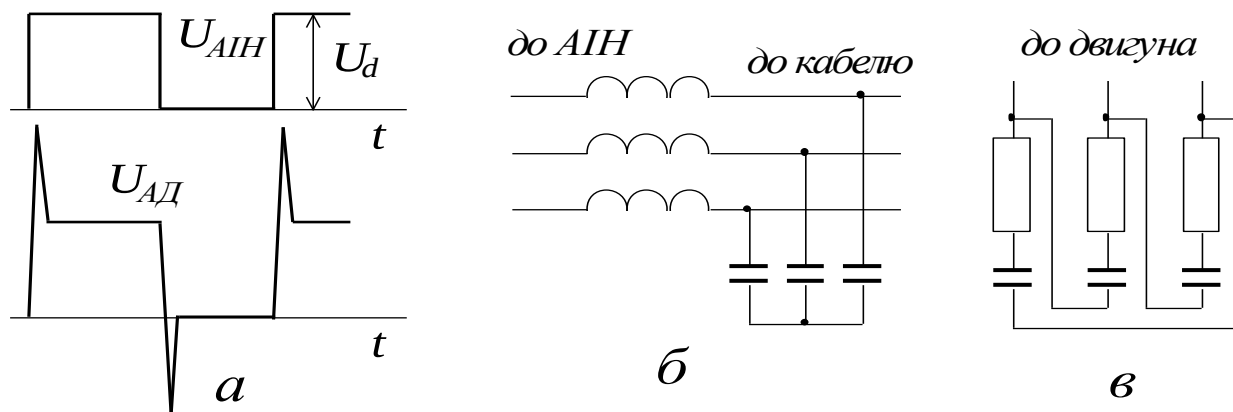


Рис.2.28. Перенапруги на виході довгого кабелю та способи їх зменшення

Якщо АІН з 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 з двигуном, швидка зміна напруги призводить до виникнення хвильових процесів у

кабелі та появи на обмотці статора перенапруг. Якщо довжина кабеля досить велика (близько 7...20 м), амплітуда перенапруг наближається до подвійної (рис.2.28,а). Щоб зменшити перенапруги в обмотці та збільшити надійність її роботи, використовують два способи:

- послідовний *LC*-фільтр між виходом АІН та кабелем (рис.2.28,б), який зменшує темп зміни напруги на статорі;
- паралельний *RC*-фільтр біля двигуна (рис.2.28,в) для зменшення хвильового опору на виході кабеля.

2.7. Керування автономними інверторами з амплітудною модуляцією

Загальна структура системи керування трифазного АІ з амплітудною модуляцією зображена на рис.2.29.

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 в шість разів більша потрібної вихідної частоти АІ.

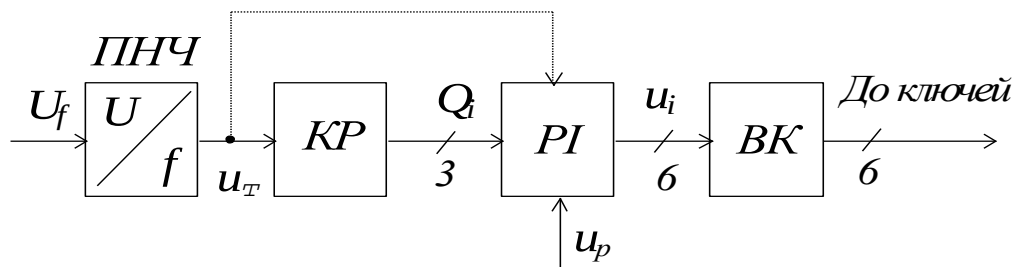


Рис.2.29. Система керування трифазним АІ з амплітудною модуляцією

Кільцевий розподільник *КР*, побудований на базі лічильника, формує тризначний код Q_i , частота повторення якого дорівнює заданій вихідній частоті інвертора. Із виходу розподільника імпульсів *ПІ* через вихідні каскади *ВК* до ключів подаються шість керуваних сигналів. Логічний сигнал u_p , який надходить з 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.2.30.

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

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

де $T = \frac{1}{R_1 C}$ - стала часу інтегратора; U_{10} - початкове значення напруги

інтегратора.

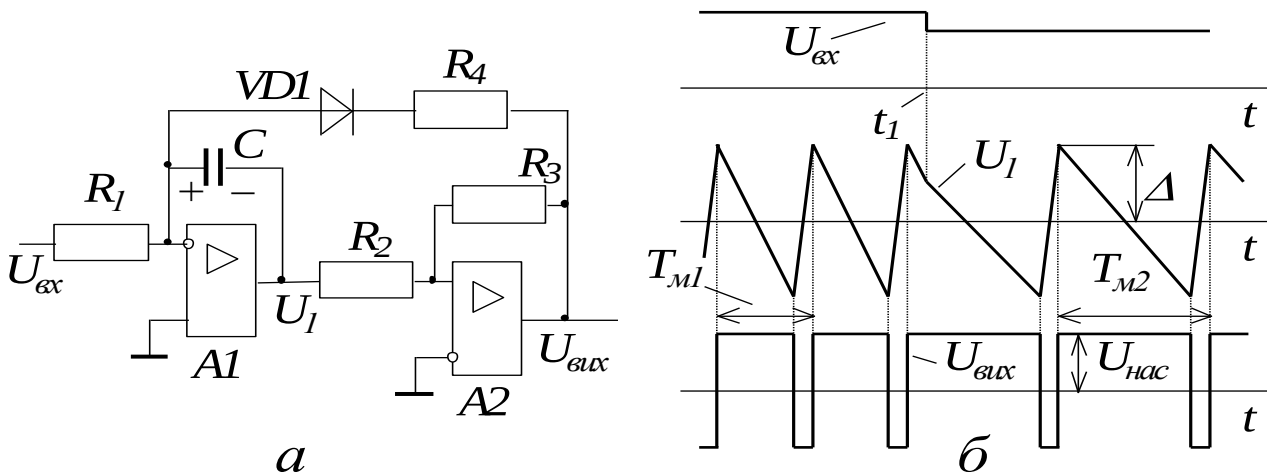


Рис.2.30. Перетворювач «напруга-частота»

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.2.30,а, швидко перезаряджається через вихід $A1$, відкритий діод, R_4 та вихід $A2$. Темп цього перезаряду 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 перезаряду конденсатора в негативному напрямку при закритому діоді пропорційний вхідній напрузі, змінюючи останню, можна задавати частоту вихідної напруги. На рис.2.30,б у момент часу $t = t_1$ внаслідок стрибкоподібного зниження вхідної напруги в кривій U_1 спостерігається злом, після чого вихідна частота зменшується.

Оскільки похідна напруги U_1 на рис.2.30,б за умови нехтування тривалістю перезаряду конденсатора через діод

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

вихідна частота

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

пропорційна вхідній напрузі.

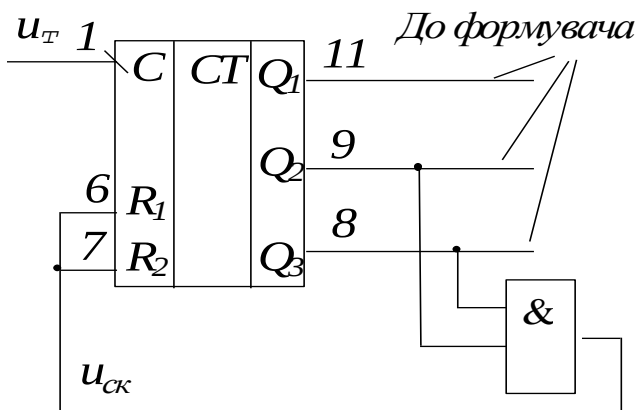


Рис.2.31. Кільцевий розподільник

Один з можливих варіантів кільцевого розподільника показаний на рис.2.31. Він реалізований за допомогою двійкового лічильника ІЕ4. Порядок його роботи пояснює рис. 2.32.

На кожному шостому такті, коли на виходах Q_2 та Q_3 лічильника одночасно з'являються одиниці, на

виході елемента «І» формується сигнал скидання $u_{ск}$. Надходження цього сигналу до входів R_1 , R_2 лічильника обнуляє його виходи та вимушує розпочинати лічбу спочатку. У результаті на кожному з тактів на виходах лічильника присутній унікальний тризначний код. Кільцевий розподільник входить до складу систем керування не тільки інверторів, а й трифазних переривачів змінного струму, деяких безпосередніх перетворювачів частоти тощо.

На рис.2.32 зображені ще два варіанти реалізації кільцевих розподільників: за допомогою D -тригерів (а) та JK -тригерів (б), а також їх часові діаграми (в).

РІ використовує вихідний код лічильника 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. При керуванні транзисторними АІН протягом усього потрібного інтервалу

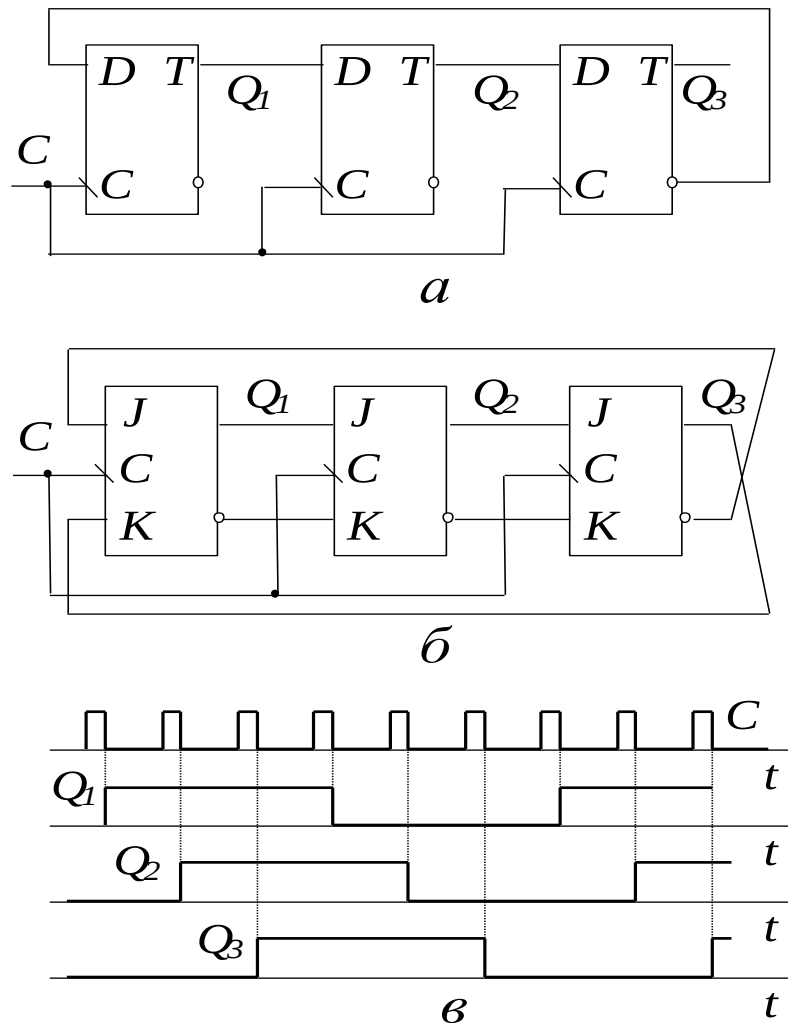


Рис.2.32. Кільцеві розподільники на тригерах

провідності ключа на його базі повинен бути позитивний керуючий сигнал.

На рис.2.33 для випадків $\lambda=180^\circ$ та $\lambda=120^\circ$ і для прямого чергування фаз зображені вихідні сигнали РІ u_1-u_6 (індекс відповідає номеру ключа на схемі рис.2.5), які після підсилення надходять до баз ключів.

Логічні рівняння, які описують роботу РІ, такі:

- для $\lambda=180^\circ$

$$u_1 = \left(\bar{Q}_3 \cdot (\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2) \right) \cdot u_p + \left(Q_2 + Q_3 \cdot \bar{Q}_1 \right) \cdot \bar{u}_p ;$$

$$u_3 = \left(Q_2 + Q_3 \cdot \bar{Q}_1 \right) \cdot u_p + \left(\bar{Q}_3 \cdot (\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2) \right) \cdot \bar{u}_p$$

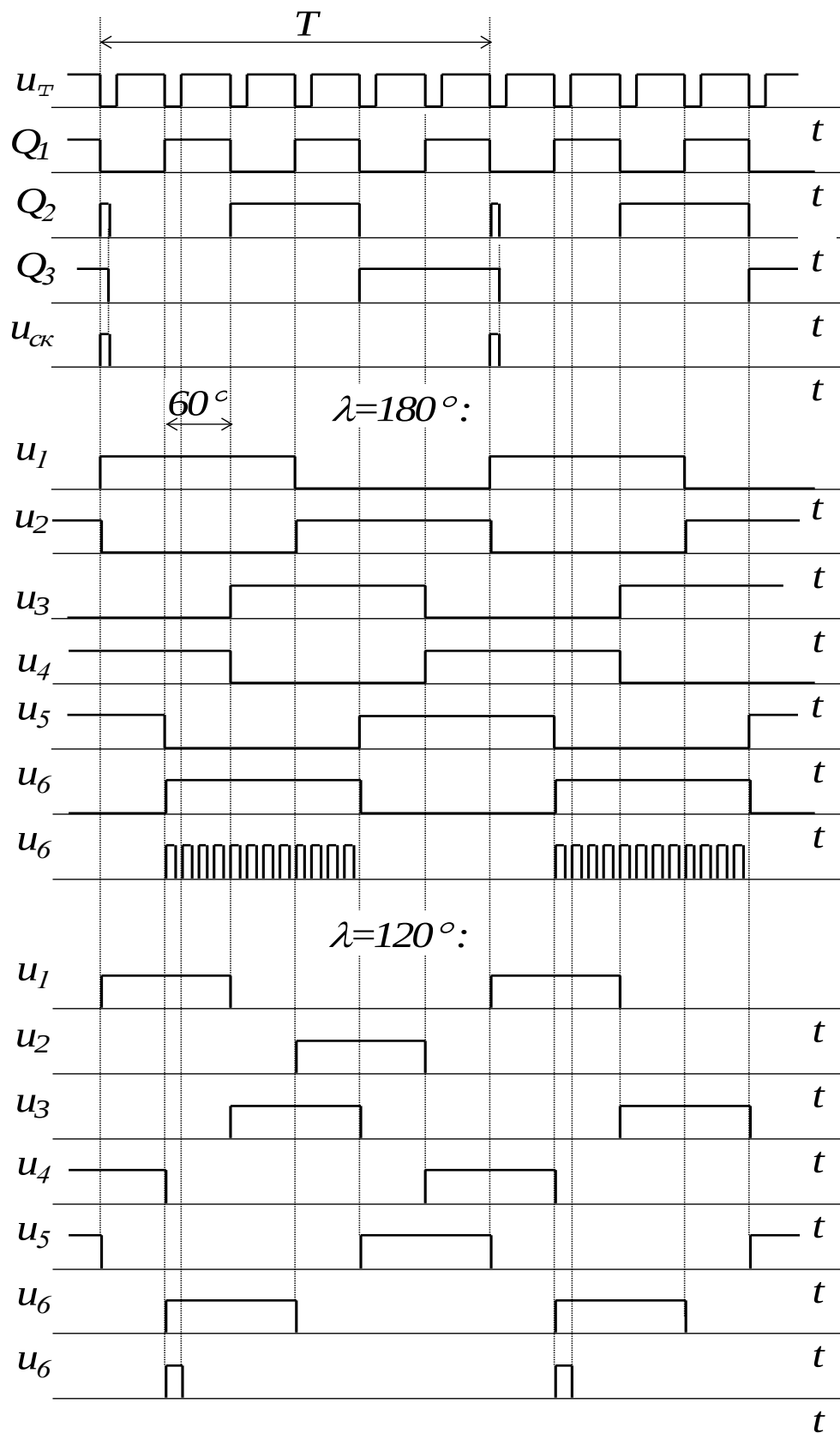


Рис.2.33. Діаграма роботи кільцевого розподільника
та розподільників імпульсів

;

$$u_5 = Q_3 + (\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2);$$

$$u_2 = \bar{u}_1; \quad u_4 = u_3; \quad u_6 = \bar{u}_5;$$

- для $\lambda=120^\circ$

$$u_1 = \left(\bar{Q}_2 \cdot \bar{Q}_3 \right) \cdot u_p + \left(Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3 + \bar{Q}_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \right) \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_2 = \left(\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 + Q_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \right) \cdot u_p + \bar{Q}_2 \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_3 = \left(Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3 + \bar{Q}_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \right) \cdot u_p + \left(\bar{Q}_2 \cdot \bar{Q}_3 \right) \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_4 = \bar{Q}_2 \cdot u_p + \left(\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 + Q_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \right) \cdot \bar{u}_p;$$

$$u_5 = Q_3;$$

$$u_6 = Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 + \bar{Q}_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3.$$

Якщо сигнал $u_p=1$, чергування фаз на виході АІ *A-B-C*, а при $u_p=0$ *B-A-C*. Схема розподільника імпульсів, в якій реалізований алгоритм керування АІ для $\lambda=180^\circ$, зображена на рис.2.34.

В АІН з $\lambda=180^\circ$ і *RL*-навантаженням одразу після закривання одного ключа інший ключ тієї ж фази зашунтований зворотним діодом і зможе відкритися лише після зміни напрямку фазного струму (див. п.2.2). Тому в такому інверторі при використанні 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.з. «частотне заповнення»). Для цього на кожному з виходів формувача слід увімкнути елементи «*I*», до одного з входів якого поданий високочастотний (близько кількох кГц) сигнал від спеціального

генератора. Завдяки цьому керуючий сигнал виглядатиме так, як сигнал u_6 , зображений на рис.2.33.

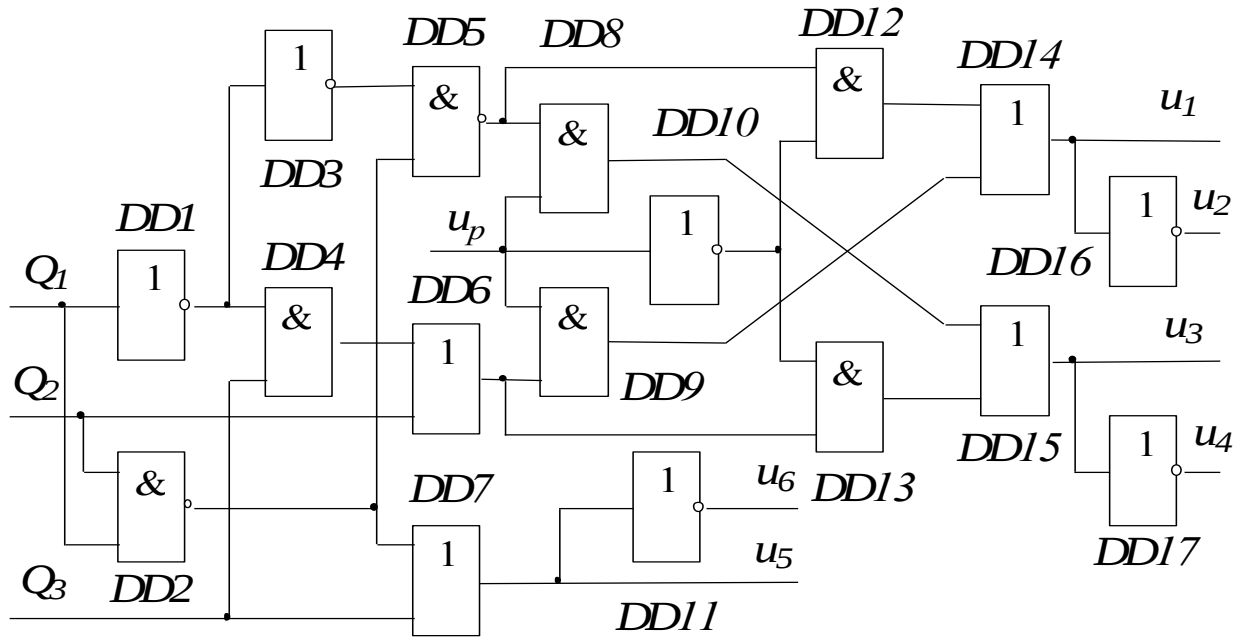


Рис.2.34. Схема розподільника імпульсів ($\lambda=180^\circ$)

Якщо широкі імпульси не потрібні (як, наприклад, в інверторах струму при $\lambda=120^\circ$), імпульси, тривалість яких дорівнює тривалості нуля тактового сигналу, можна отримати таким чином:

$$u_1 = \left(\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot u_p + \left(\bar{Q}_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot \bar{u}_p ;$$

$$u_2 = \left(Q_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot u_p + \left(Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot \bar{u}_p ;$$

$$u_3 = \left(\bar{Q}_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot u_p + \left(\bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot \bar{u}_p ;$$

$$u_4 = \left(Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot u_p + \left(Q_1 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T \right) \cdot \bar{u}_p ;$$

$$u_5 = \bar{Q}_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 \cdot \bar{u}_T ; u_6 = Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot \bar{u}_T .$$

Керуючі імпульси в цьому випадку матимуть вигляд, подібний до імпульсів u_6 у нижній частині рис.2.33.

Вихідні каскади з трансформаторною розв'язкою (подібні до таких в 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.2.35). Для оптронних розв'язок характерні висока стійкість до перешкод, мала ємність зв'язку (біля 10^{-24} Ф, дуже великий опір ізоляції (до 10^{14} Ом), відсутність зворотної реакції на джерело сигналу, широка полоса пропускання (до одиниць МГц).

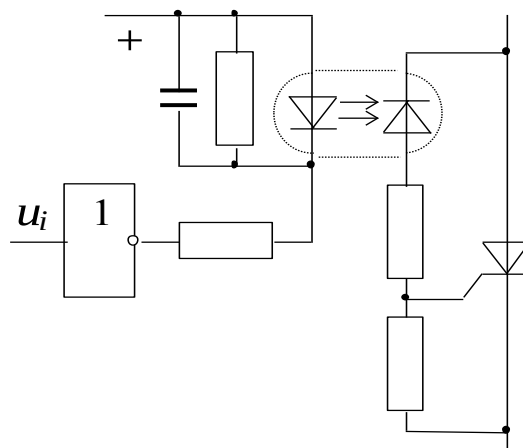


Рис.2.35. Вихідний

каскад з оптронною розв'язкою

2.8. Керування трифазними АІН з ШІМ

Спосіб керування трифазним інвертором з ШІМ залежить від структури системи автоматичного регулювання електроприводом.

А) Вертикальне керування трифазним АІН

Якщо використовується векторне або частотно-струмове керування з підпорядкованими контурами струмів, з виходів регуляторів струмів до входів системи керування АІН надходять три синусоїдних сигнали завдання на фазні напруги відповідних рівня та частоти, зсунутих за фазою на 120° . У такому випадку структура систем керування АІН з широтно-імпульсною синусоїдною модуляцією нічим, окрім кількості фаз (і відповідно каналів системи керування), не відрізняється від структури систем керування реверсивними переривниками постійного струму (див. п.1.6) або однофазного АІН (рис.2.25). Єдиною відмінністю є те, що задавальні напруги мають синусоїдну форму. Унаслідок цьо-

го шпаруватості роботи окремих фаз АІН змінюються так само, як і в однофазному інверторі (2.2), тільки з відповідним фазовим зсувом (рис.2.36):

$$\gamma_a = t_{1a}/T_m = (1 + \mu \sin 2\pi f_{\text{вих}} t)/2;$$

$$\gamma_b = t_{1b}/T_m = [1 + \mu \sin(2\pi f_{\text{вих}} t - 2\pi/3)]/2;$$

$$\gamma_c = t_{1c}/T_m = [1 + \mu \sin(2\pi f_{\text{вих}} t - 4\pi/3)]/2.$$

Унаслідок одночасної роботи трьох каналів протягом періоду модуляції

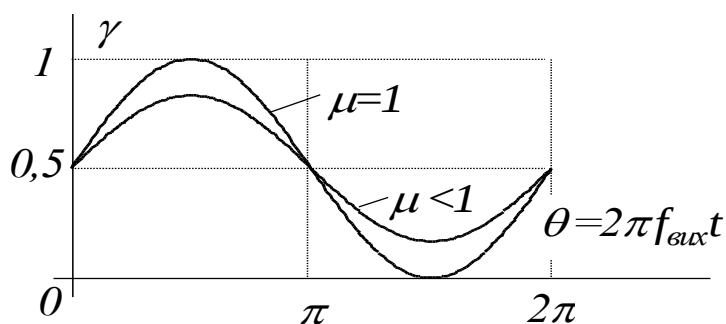


Рис.2.36. Характер зміни шпаруватості при вертикальному керуванні

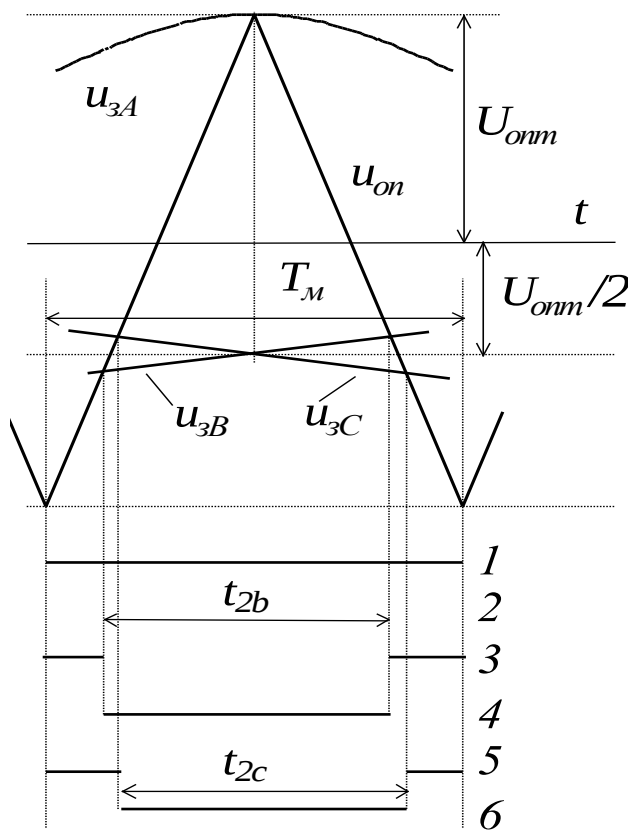


Рис.2.37. До визначення амплітуди вихідної напруги

комутація відбувається у кожній фазі. Це призводить до взаємного впливу фаз і знижує максимально можливу вихідну напругу АІН.

На рис.2.37 для $\mu = 1$ зображені діаграми роботи ключів протягом періоду модуляції, на якому задана напруга u_{3A} фази А досягає максимуму, а інші дві (u_{3B} та u_{3C}) - його половини. Шпаруватість фази А на цьому періоді модуляції $\gamma_a = 1$. Щоб забезпечити половинну напругу інших двох фаз, їх шпаруватості повинні бути $\gamma_c = \gamma_b = 0,25$. У реальних інверторах частота модуляції $f_m = 1/T_m \gg f_{\text{вих}}$. Тому моменти комутації у фазах В та С на рис.2.37 практично збігаються у часі. Доки відкриті ключі 1, 4, 6,

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 А

$$U_a = U_{mm} = (1 - \gamma_b) \frac{2}{3} U_d + \gamma_b \cdot 0 = \frac{U_d}{2}.$$

Як видно, ця напруга внаслідок впливу інших фаз удвічі менша, ніж у мостовому однофазному АІН. Крім того, вона навіть менша від найбільшої напруги тієї ж схеми, але з амплітудною модуляцією (п.2.2). Це призводить до погіршення масогабаритних показників інвертора. Коефіцієнт використання за напругою АІН з вертикальним керуванням

$$k_{вн} = U_{mm} / U_d = 0,5.$$

Б) Метод модуляції просторового вектора

Якщо САР електропривода побудована таким чином, що завдання на амплітуду та частоту вихідної напруги АІН формуються окремо одне від одного (скалярні системи), іноді для формування задавальних напруг використовують керовані генератори синусоїдних коливань. Деякі з таких генераторів розглянуті в [6]. Найчастіше, однак, у сучасних електроприводах з мікропроцесорним керуванням використовується метод модуляції просторового вектора (*Space Vector Modulation, SVM*).

Просторовий (або узагальнений) вектор є зручним способом просторового зображення трифазних функцій часу (напруг, струмів, потоків тощо). Так, просторовий вектор напруги є таким вектором, проекції якого на осі фаз (А, В, С) чисельно дорівнюють миттєвим значенням фазних напруг (рис.2.38).

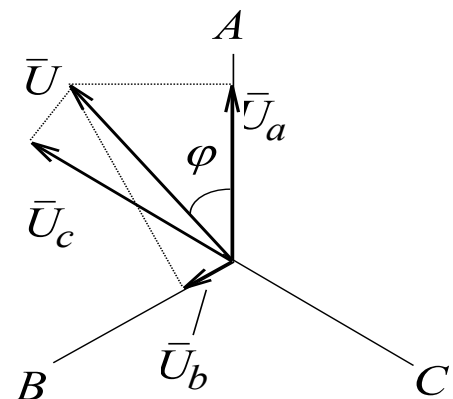


Рис.2.38. Проекції просторового вектора

На рис.2.39,а подано приклад побудови просторового вектора вихідної напруги АІН для випадку, коли в схемі рис.2.5 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 А), якщо негативну, - напрямок вектора протилежний (як у вектора $\bar{U}_c$).

Просторовий вектор напруги пропорційний векторній сумі фазних векторів:

$$\bar{U} = \frac{2}{3} \left(\bar{U}_a + \bar{U}_b + \bar{U}_c \right).$$

Оскільки вектор напруги фази С удвічі довший двох інших векторів, сумарний просторовий вектор на рис.2.39,а збігається за модулем та фазою з вектором $\bar{U}_c$. При інших комбінаціях відкритих ключів просторовий вектор завжди збігається з вектором напруги тієї фази, яка ввімкнена послідовно з іншими двома фазами (рис.2.7). Модуль просторового вектора $U = \frac{2}{3} U_d$.

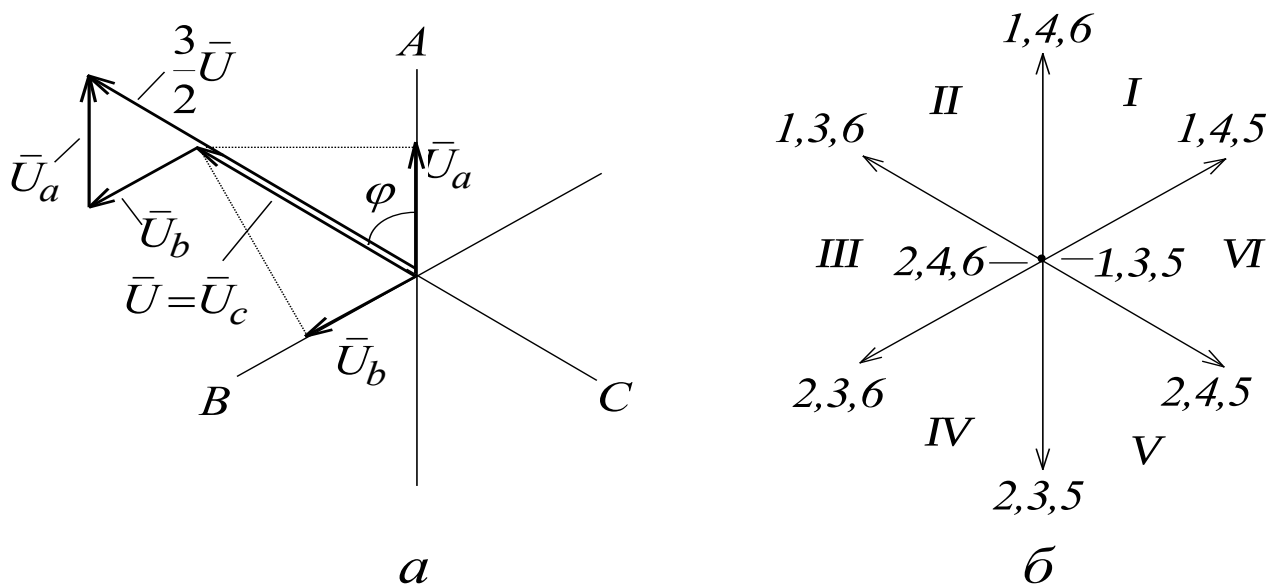


Рис.2.39. Формування просторового вектора напруги

На рис.2.39,б показані шість положень, які може займати просторовий вектор напруги АІН протягом її періоду. Біля кінців векторів подані номери відкритих ключів. Назвемо ці вектори основними. Окрім основних 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.2.39,б, комбінації відкритих ключів для сусідніх основних векторів відрізняються лише одним ключем.

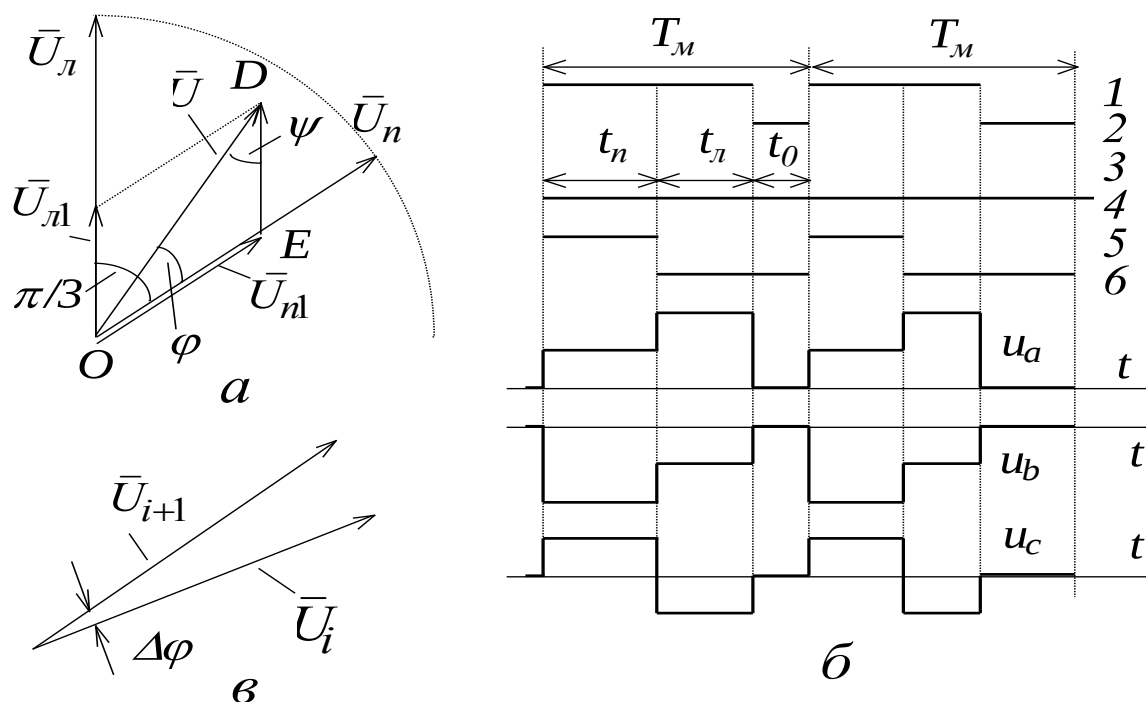


Рис.2.40. До принципу ШІМ просторового вектора

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.2.39,б. Використання ШІМ дозволяє отримати й інші, проміжні положення, які лежать всередині секторів I-VI (рис.2.39,б), забезпечуючи практично колову траєкторію кінця просторового вектора та синусоїдний характер зміни середніх за період модуляції напруг та струмів. На рис.2.40 показаний принцип форму-

вання вектора напруги $\bar{U}$ із заданими модулем та положенням, який розташований поміж основними векторами 1,4,5 та 1,4,6.

Просторовий вектор напруги отримується шляхом усереднення найближчих до нього правого $\bar{U}_n$ та лівого $\bar{U}_l$ основних векторів (задають положення), а також нульового вектора (задає модуль). У різних секторах роль правого та лівого векторів виконують різні основні вектори.

Період модуляції T_M складається з трьох інтервалів:

- інтервалу тривалістю t_n , протягом якого формується найближчий правий основний вектор $\bar{U}_n$;
- інтервалу тривалістю t_l , протягом якого формується найближчий лівий основний вектор $\bar{U}_l$;
- інтервалу тривалістю t_0 , протягом якого формується нульовий вектор.

Тривалості формування правого та лівого векторів пропорційні модулям складових $\bar{U}_{n1}$ і $\bar{U}_{l1}$ просторового вектора:

$$\frac{t_n}{U_{n1}} = \frac{t_l}{U_{l1}}. \quad (2.4)$$

З векторного трикутника ODE (рис.2.40,а) знайдемо складові просторового вектора через його модуль U та фазу φ відносно правого основного вектора:

$$U_{l1} = U \frac{\sin \varphi}{\sin(2\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin \varphi; \quad (2.5)$$

$$U_{n1} = U \frac{\sin \psi}{\sin(2\pi/3)} = U \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin(2\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin(\pi/3 - \varphi). \quad (2.6)$$

Середні за період модуляції модулі правого, лівого та сумарного векторів

$$U_{nc} = U_m t_n / T_M;$$

$$U_{lc} = U_m t_l / T_M;$$

$$U = \sqrt{U_{nc}^2 + U_{lc}^2 + 2U_{nc}U_{lc} \cos \frac{\pi}{3}} = \frac{U_m}{T_m} \sqrt{t_n^2 + t_l^2 + t_n t_l}.$$

Використавши (2.4) - (2.6), з останнього виразу отримаємо:

$$\begin{aligned} t_l &= \frac{UT_m}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{nl}}{U_{l1}}\right)^2 + \left(\frac{U_{nl}}{U_{l1}}\right) + 1}} = \\ &= \frac{UT_m}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2(\pi/3 - \varphi)}{\sin^2 \varphi} + \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin \varphi} + 1}}; \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} t_n &= \frac{UT_m}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{l1}}{U_{nl}}\right)^2 + \left(\frac{U_{l1}}{U_{nl}}\right) + 1}} = \\ &= \frac{UT_m}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2 \varphi}{\sin^2(\pi/3 - \varphi)} + \frac{\sin \varphi}{\sin(\pi/3 - \varphi)} + 1}}; \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} t_0 &= T_m - (t_n + t_l) = T_m - t_l \left(1 + \frac{U_{nl}}{U_{l1}}\right) = \\ &= T_m - \frac{UT_m \left(1 + \frac{U_{nl}}{U_{l1}}\right)}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{nl}}{U_{l1}}\right)^2 + \left(\frac{U_{nl}}{U_{l1}}\right) + 1}} = \\ &= T_m - \frac{UT_m \left(1 + \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin \varphi}\right)}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2(\pi/3 - \varphi)}{\sin^2 \varphi} + \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin \varphi} + 1}}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Тривалість інтервалу t_0 не повинна бути негативною. Тому з урахуванням виразу (2.9) амплітуда вихідної фазної напруги обмежується рівнем

$$U \leq U_{mm} = \frac{U_m}{1 + \frac{U_{n1}}{U_{л1}}} \sqrt{\left(\frac{U_{n1}}{U_{л1}}\right)^2 + \left(\frac{U_{л1}}{U_{н1}}\right)^2 + 1}. \quad (2.10)$$

Права частина нерівності (2.10) сягає максимуму, коли $U_{n1} = U_{л1}$ (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

$$k_{ен} = 1/\sqrt{3} = 0,578.$$

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 при вертикальному

керуванні. Завдяки цьому тією ж самою схемою до навантаження може бути передана більша потужність.

Залежності (2.7) - (2.9) в інтервалі $0 < \varphi < \pi/3$ для двох глибин модуляції зображені на рис.2.41.

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.2.1 зведені формули, за якими треба розраховувати шпаруватості у разі використання різних нульових векторів. Залежності шпаруватостей від кута повороту просторового вектора наведені на рис.2.42.

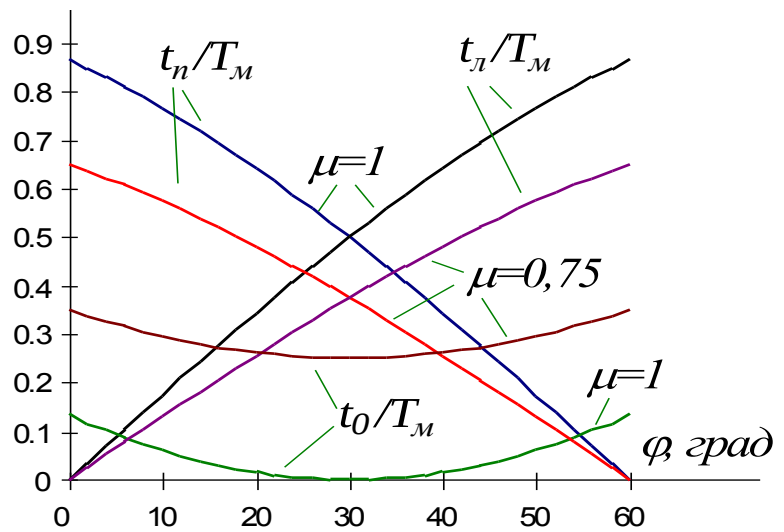


Рис.2.41. До розрахунку тривалостей інтервалів

Таблиця 2.1

	<i>I</i>	<i>II</i>	<i>III</i>	<i>IV</i>	<i>V</i>	<i>VI</i>	Нульовий вектор
γ_a	$\frac{t_n + t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n + t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n}{T_{\text{м}}}$	0	0	$\frac{t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	246
γ_b	0	$\frac{t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n + t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n + t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n}{T_{\text{м}}}$	0	246
γ_c	$\frac{t_n}{T_{\text{м}}}$	0	0	$\frac{t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n + t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_n + t_{\text{л}}}{T_{\text{м}}}$	246
γ_a	1	1	$\frac{t_n + t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_{\text{л}} + t_0}{T_{\text{м}}}$	135
γ_b	$\frac{t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_{\text{л}} + t_0}{T_{\text{м}}}$	1	1	$\frac{t_n + t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_0}{T_{\text{м}}}$	135
γ_c	$\frac{t_n + t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_0}{T_{\text{м}}}$	$\frac{t_{\text{л}} + t_0}{T_{\text{м}}}$	1	1	135

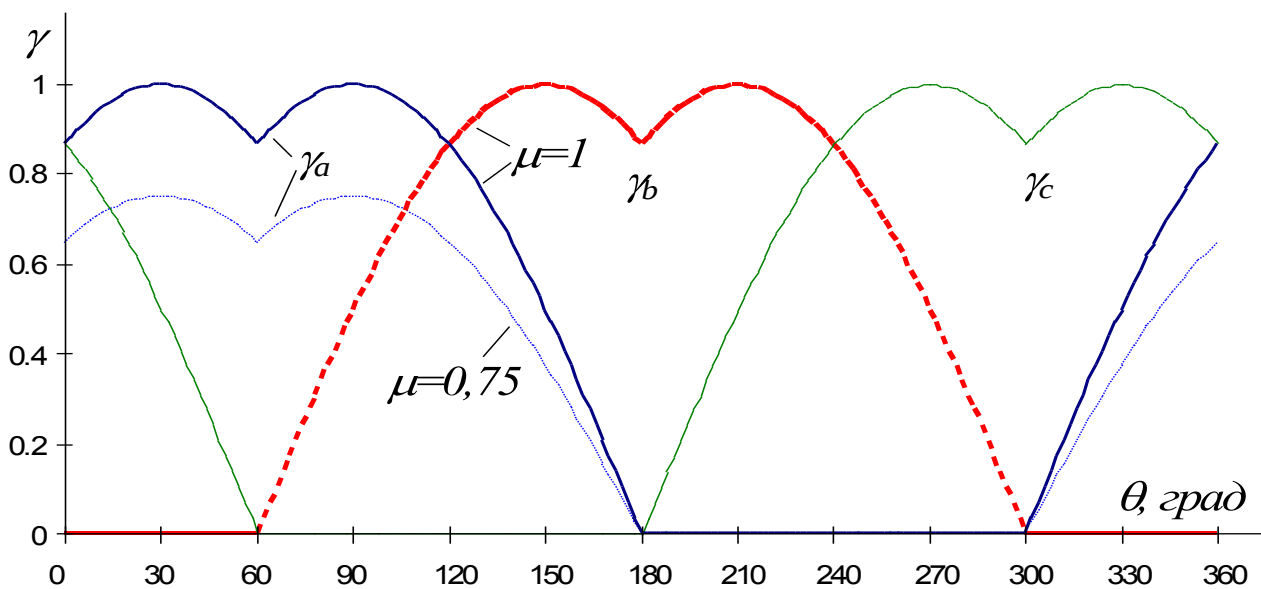


Рис.2.42. Шпаруватості фаз

Крім тривалості інтервалів t_n , $t_{\text{л}}$, t_0 , важлива також їх послідовність.

Найпростішими послідовностями будуть $t_n - t_{\text{л}} - t_0$ (алгоритм ПЛ0) або зворотна

послідовність (алгоритм ЛП0), ідентичні за своїми властивостями. У цих алгоритмах може бути використаний будь-який з двох нульових векторів.

На рис.2.40,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.2.2.

Таблиця 2.2.
Порядок роботи ключів (алгоритм ПЛ0)

	Сектори та інтервали																	
	<i>I</i>			<i>II</i>			<i>III</i>			<i>IV</i>			<i>V</i>			<i>VI</i>		
	t_n	t_l	t_0	t_n	t_l	t_0	t_n	t_l	t_0	t_n	t_l	t_0	t_n	t_l	t_0	t_n	t_l	t_0
1	+	+		+	+	+	+					+					+	+
2			+					+	+	+	+		+	+	+	+		
3					+	+	+	+		+	+	+	+					+
4	+	+	+	+					+					+	+	+	+	
5	+					+					+	+	+	+		+	+	+
6		+	+	+	+		+	+	+	+					+			

Як видно з табл.2.2, у кожному з секторів перемикаються ключі двох фаз. Протягом періоду модуляції відбувається чотири комутації ключів та три комутації фазної напруги (див. рис.2.40,б). Завдяки цьому частота перемикавання ключів порівняно з вертикальним керуванням 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.

Кут повороту узагальненого вектора $\varphi = \int \omega dt$ визначається заданою вихідною частотою АІН ω . Унаслідок кінцевого рівня частоти модуляції найменший приріст кута (тобто його дискрета, рис.2.40,в) пропорційна періоду модуляції $\Delta\varphi = \omega T_m$.

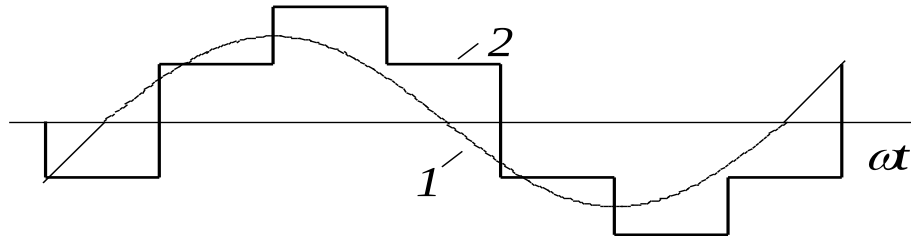


Рис.2.43. Вихідні напруги АІН з різними способами модуляції

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. На рис.2.43 зображені середня за період модуляції вихідна фазна напруга АІН з ШІМ (лінія 1) та миттєва вихідна напруга АІН з амплітудною модуляцією (лінія 2).

Таким чином, алгоритм керування трифазним АІН з 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 основні вектори, а також фаза відносно правого вектора $\varphi = \theta - 2\pi(N - 1)$;
- розраховуються тривалості інтервалів t_n , t_d , t_0 згідно з формулами (2.7), (2.8), (2.9) та реалізується відкривання ключів згідно з табл.2.2 відповідно до обраного сектора;
- дається приріст $\Delta\varphi$ куту повороту та повторюються означені вище дії.

Оскільки тривалість відкритого стану ключа (тобто відстань між його сусідніми комутаціями) не може бути меншою від мінімально допустимого t_{min} , інтервали також обмежені знизу ($t_n > t_{min}$; $t_0 > t_{min}$). Тому мінімальний модуль вектора $|\bar{U}_{n1}| \geq |\bar{U}_{min}| = U_m t_{min} / T_m$, а кути φ , близькі до $\pi/3$ та модулі, близькі до U_{mm} , не можуть бути реалізовані (зображені на рис.2.44 заборонені зони, звичайно, перебільшені). Унаслідок цього діапазон регулювання амплітуди вихідної напруги АІН звужується (амплітуди, менші від U_{min} та близькі до U_m , взагалі неможливі) , а поблизу основних векторів неминучий фазовий стрибок просторового вектора (найбільший при малих амплітудах).

Таблиця 2.3

Діаграми роботи ключів (алгоритм ЛПЛ0)

	Сектори та інтервали																							
	<i>I</i>				<i>II</i>				<i>III</i>				<i>IV</i>				<i>V</i>				<i>VI</i>			
	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. 2.40,б, отримаємо алгоритм ЛПЛ0 (табл.2.3 та рис.2.45), за яким здійснюється додаткова комутація фазної напруги на періоді модуляції та покращується її гармонійний склад.

Наявність обмежень на тривалість відкритого стану призводить до появи таких самих заборонених зон, як і для алгоритму ПЛ0 (рис.2.44).

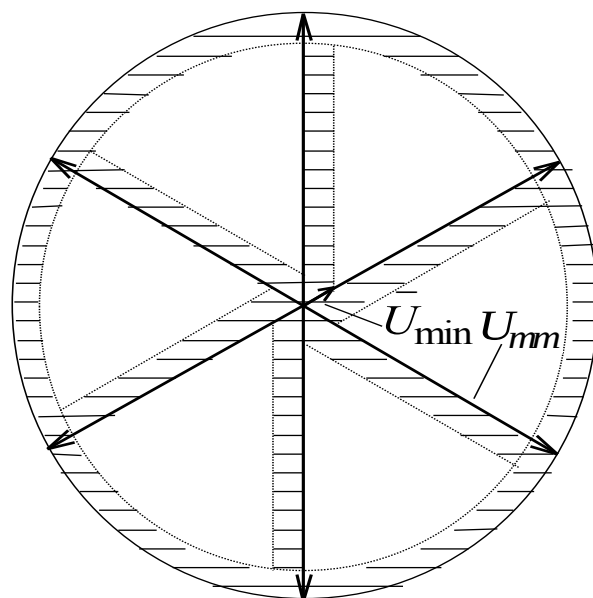


Рис.2.44. Зони, в яких неможливе формування просторового вектора напруги

Якщо треба отримати дуже малі вихідні напруги, використовують більш складний алгоритм ОПЛЮЛП, який має шість комутацій за період модуляції. На рис.2.46 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 вектори, а також перемикаються ключі всіх трьох фаз. Для вихідних напруг, близьких до U_{mm} , він має таку саму заборонену зону, як і розглянуті алгоритми (на лівій частині рис.2.46 - унаслідок обмеження на мінімальну тривалість відкритого стану ключів 2 та 5).

Оскільки малі напруги реалізуються зі шпаруватістю роботи всіх ключів, близькою до 0,5, може бути отримана найменша вихідна напруга, а заборонені зони поблизу основних векторів (рис.2.44) відсутні.

За алгоритмом ОПЛЮЛП ключі кожної фази перемикаються одноразово протягом періоду модуляції,

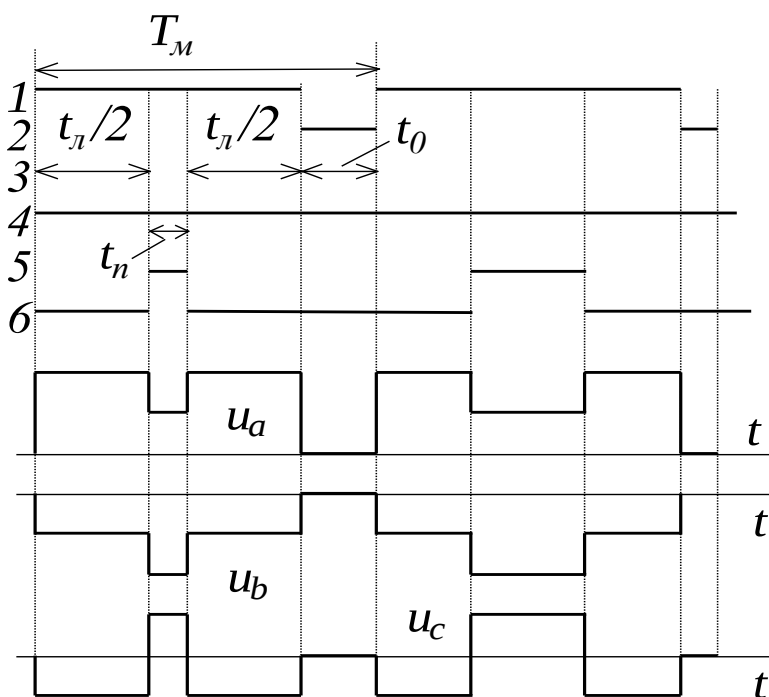


Рис.2.45. Алгоритм ЛПЛЮ

однак внаслідок зсуву моментів комутації в інших фазах рівень фазної напруги змінюється шість разів. Щось подібне відбувається при використанні почергового закону комутації у переривниках постійної напруги (п.1.6).

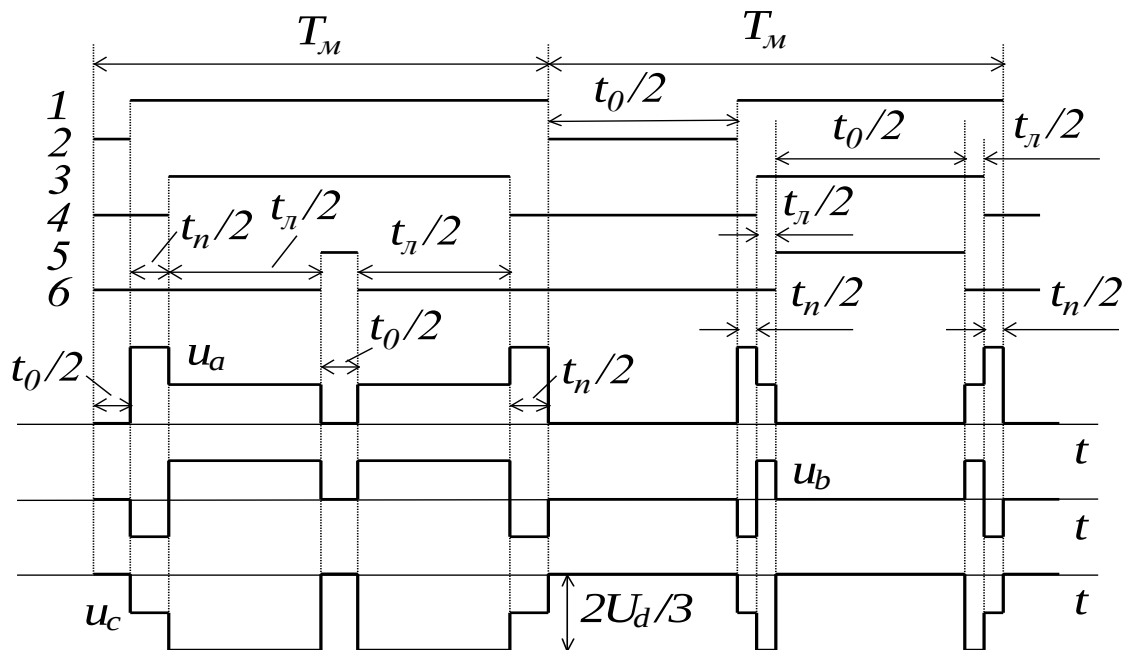


Рис.2.46. Алгоритм ОПЛОП

Розглянуті алгоритми реалізують однополярну ШІМ. Якщо на інтервалі t_0 перемкнути ключі не в одній, а в усіх трьох фазах, зміниться полярність усіх фазних напруг і замість нульового буде сформований зворотний вектор $-\bar{U}$. Таким чином, регулювання модуля просторового вектора буде здійснено за допомогою двополярної ШІМ.

Контрольні запитання

1. При активно-індуктивному навантаженні АІН відкриті протягом більшого 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 з 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 при незмінній вхідній?
6. Побудуйте часові діаграми напруг та струмів трифазного АІН з $\lambda=120^\circ$ та тривалістю відкритого стану діодів 60° .
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 А трифазного АІН (рис.2.5) одразу після закривання ключа VS_2 ?
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.2.14) вихідний струм АІН одразу після чергової комутації змінюється повільніше, ніж в режимі двигуна (рис.2.12)?
12. Чому для передачі від АІН до мережі змінного струму рекуперованої енергії потрібен ведений мережею інвертор?
13. Який тиристор треба відкрити, щоб закрити VS_4 у трифазному АІН з міжфазною комутацією (рис.2.17) і яким шляхом протікатиме комутаційний струм?
14. Чи можуть бути реалізовані у трифазних АІН з пофазною та спільною комутацією алгоритми керування з $\lambda=180^\circ$ та $\lambda=120^\circ$?
15. Чи може бути реалізована у трифазних АІН з міжфазною, пофазною та спільною комутацією широтно-імпульсна модуляція вихідної напруги?
16. Якими шляхами протікатимуть фазні струми трифазного АІН одразу після закривання VS_1 , якщо відкриті також VS_4 та VS_6 ? 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. Накресліть діаграму миттєвої вихідної напруги АІН з ШІМ, якщо співвідношення частоти модуляції та вихідної частоти $f_m/f_{вих} = 8$.
19. Накресліть діаграму миттєвої вихідної напруги АІН з амплітудною модуляцією, якщо $\lambda=180^\circ$, а навантаження з'єднане у трикутник.
20. 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).
21. Складіть таблицю перемикання ключів (подібну до табл.2.3) для алгоритмів ПЛПО та 0ПЛ0ЛП.
22. Чому для керування ключами АІН потрібні широкі керуючі імпульси, а в АІС досить коротких?

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 перемикання ключів; 5: в АІН з ШІР та ШІМ; 7: для однофазного $f_{id} = 2f_{вих}$, для трифазного $f_{id} = 6f_{вих}$; 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; 22: тому що в АІН з активно-індуктивним навантаженням наступний ключ відкривається не одразу після закривання попереднього ключа, а після закривання зворотного діода.

3. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ

3.1. 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 з великою індуктивністю. Саме цим обумовлені особливості перебігу електромагнітних процесів у цих інверторах.

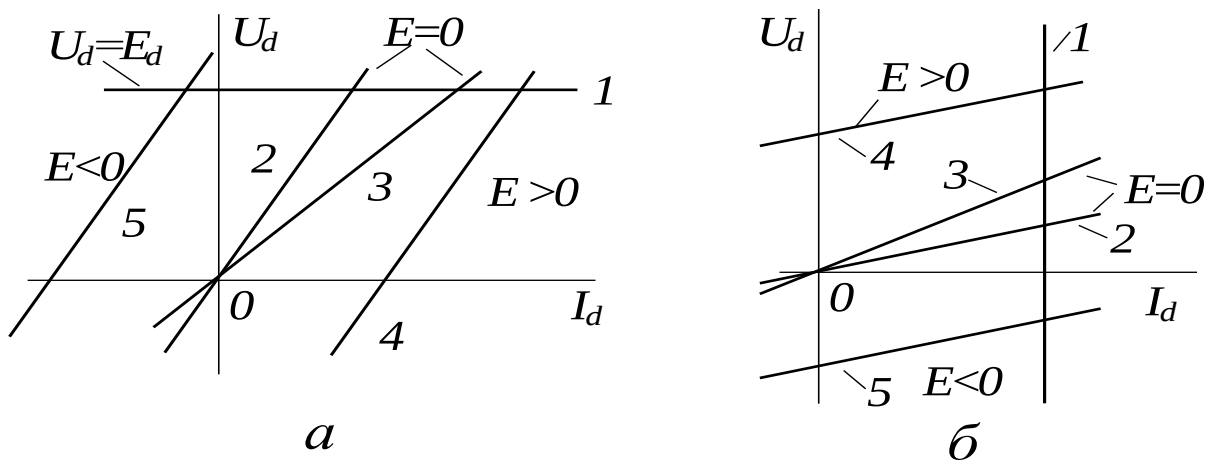


Рис.3.1. ЗХ джерел живлення та ВАХ навантаження

Якщо живити інвертор від джерела напруги (ДН), його вхідна та вихідна напруги не залежать від характеру навантаження, а обумовлюються властивостями ДН. На рис.3.1,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.3.1,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.

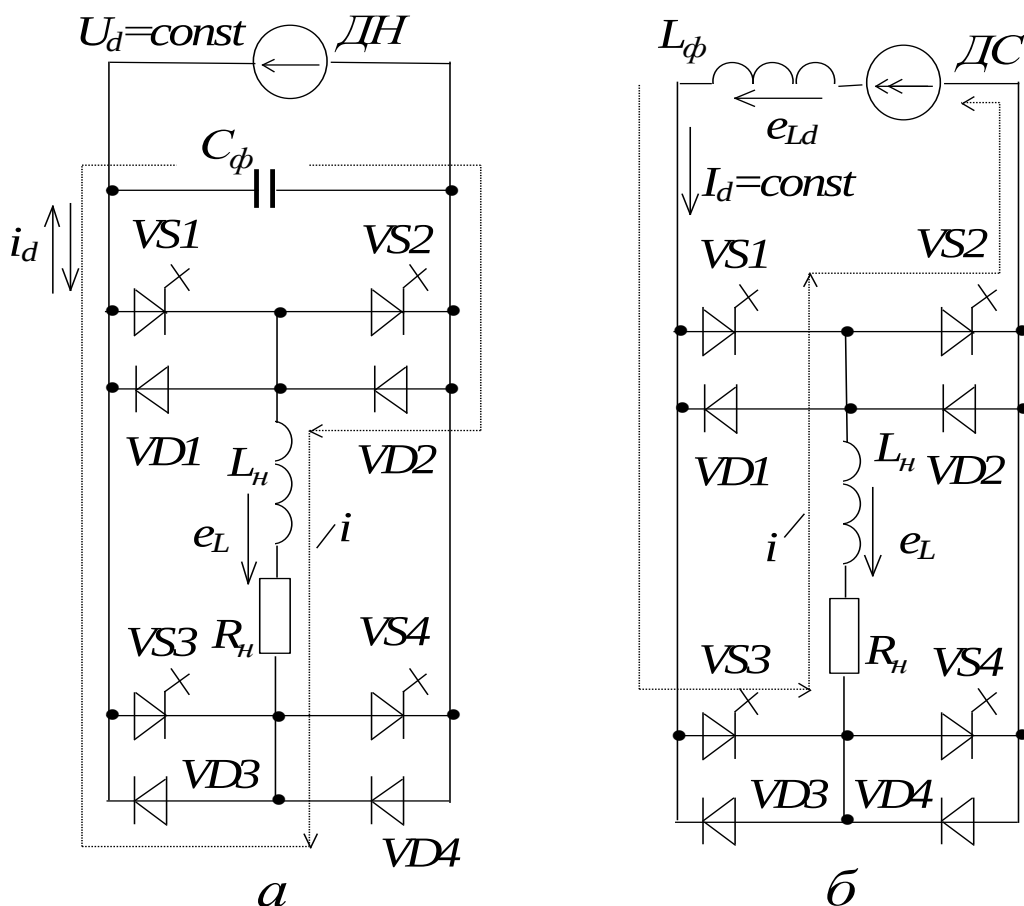


Рис.3.2. Однофазні мостові інвертори

Розглянемо процес комутації у двох однакових однофазних мостових інверторах на цілком керованих ключах (рис.3.2), 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 $e_L = -L_n \frac{di}{dt}$, яка направлена згідно зі струмом. Далі процеси відбуваються таким чином:

- В інверторі напруги (рис.3.2,а) під дією ЕРС самоіндукції відкриваються зворотні діоди $VD2$ та $VD3$. Струм навантаження тече в тому ж напрямку, але шляхом, позначеним на рис.3.2,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.3.2,б) ЕРС самоіндукції навантаження не в змозі відкрити зворотні діоди та змінити знак струму на вході інвертора. Цьому протидіє джерело струму, що 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.3.2,б. Вихідний струм інвертора при цьому змінює знак. Як видно, зворотні діоди в АІС не потрібні.

У табл.3.1 зведені характерні особливості АІН та АІС, які відрізняють їх один від одного (деякі з них будуть розглянуті пізніше).

3.2. Однофазні автономні інвертори струму

А) Інвертор на цілком керованих ключах

Схема однофазного мостового автономного інвертора струму на двоопераційних ключах зображена на рис.3.3.

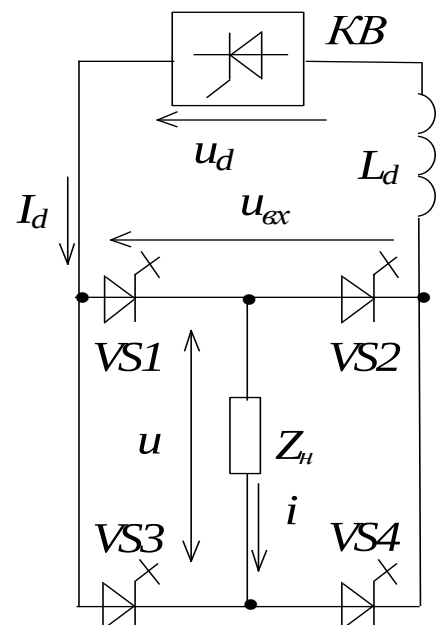


Рис.3.3. Інвертор струму на цілком керованих ключах

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, ввімкненого паралельно входу АІН, використаний дросель L_d , ввімкнений послідовно.

Таблиця 3.1

Порівняння інверторів напруги та струму

	АІН	АІС
Живлення	від ДН	від ДС
Вхідний фільтр	$C (LC)$	L
Зворотні діоди	є	нема
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

Наявність дроселя з великою індуктивністю призводить до зменшення коливань випрямленого струму і так само стабілізує його.

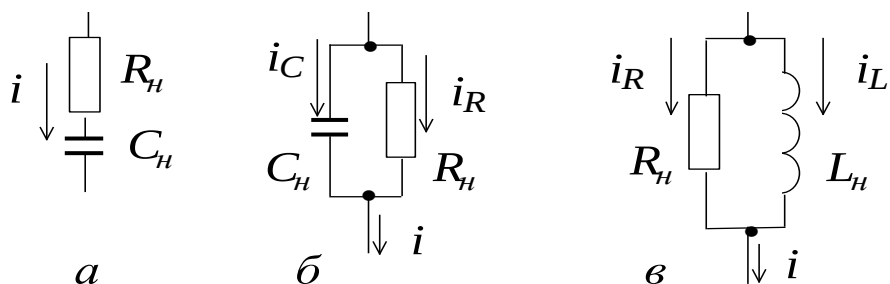


Рис.3.4. Навантаження АІС

Розглянемо роботу цього інвертора на різних види навантаження, зображені на рис.3.4. 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.3.4,а) діаграми напруг та струмів наведені на рис.3.5.

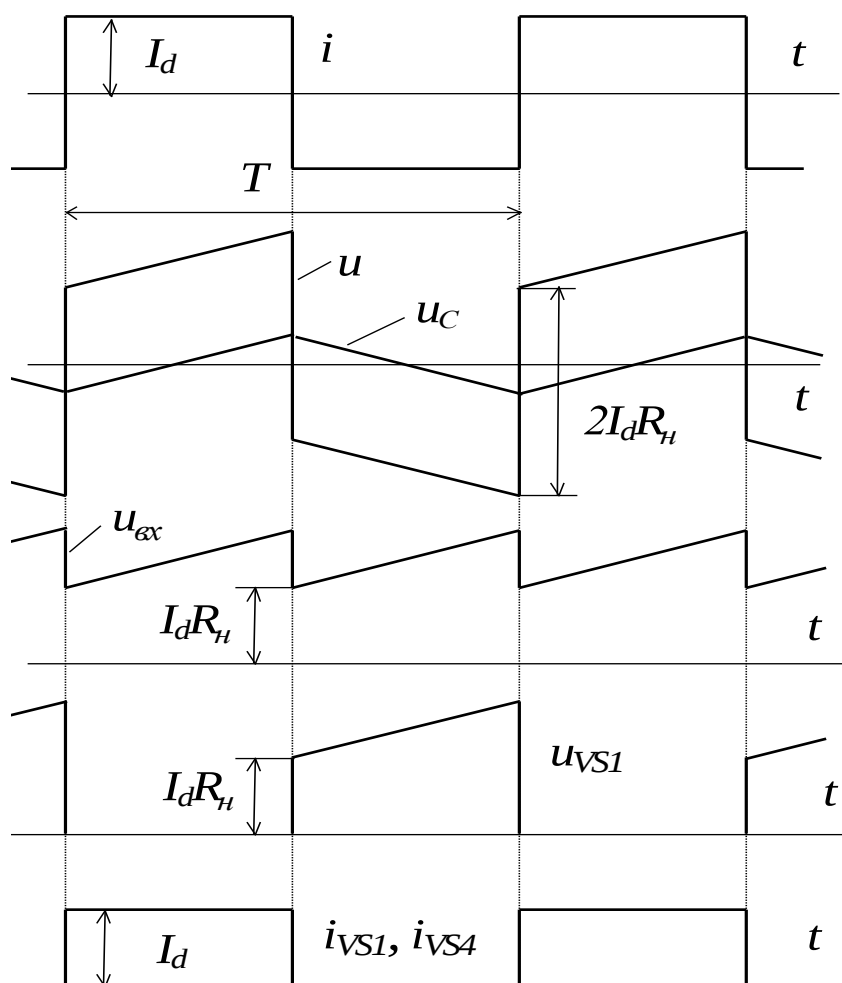


Рис.3.5. Процеси в АІС з навантаженням за рис.3.4,а

Оскільки на міжкомутаційному інтервалі вихідний струм (він же струм заряду конденсатора) незмінний, напруга на конденсаторі зростає лінійно, а падіння напруги на резисторі не змінюється і пропорційне струмові. Крім того, напруга на конденсаторі не може мінятися стрибком. Діаграма вхідної напруги АІС на кожному парному напівперіоді 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.

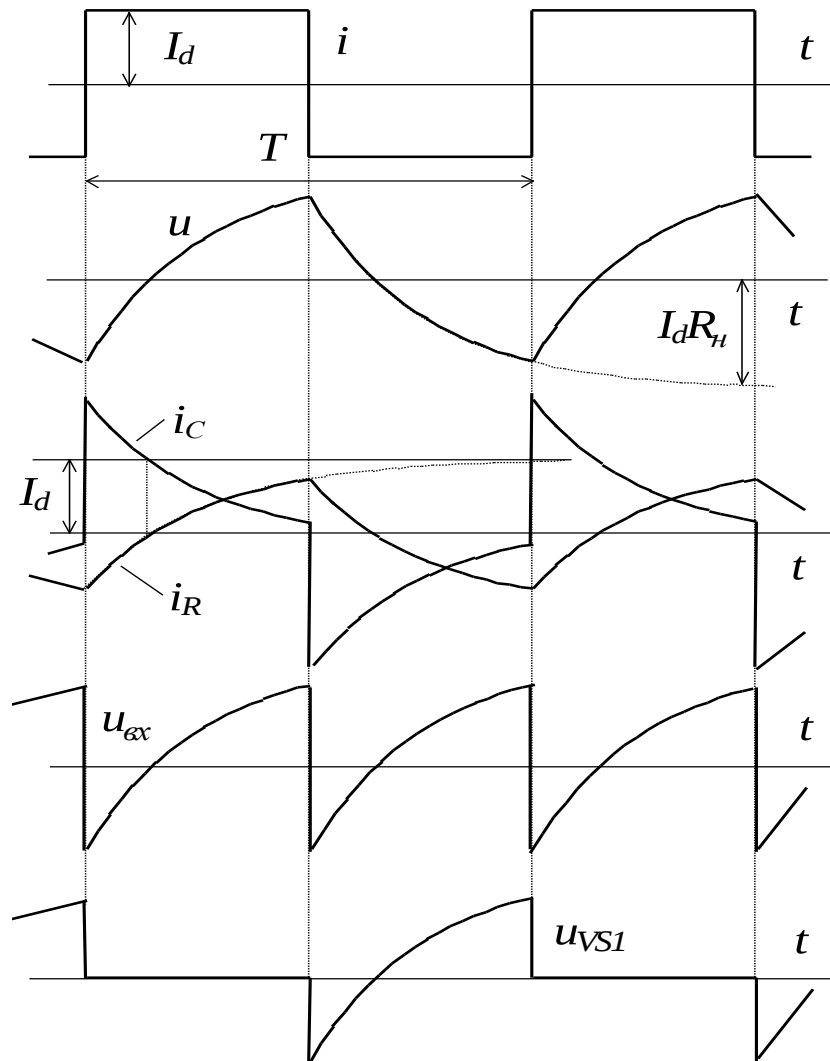


Рис.3.6. Процеси в АІС з навантаженням за рис.3.4,б

На рис.3.6 зображені часові діаграми для навантаження з паралельним з'єднанням конденсатора та резистора (рис.3.4,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 співпадає за знаком зі струмом інвертора. Тому початковий струм конденсатора близький до $2I_d$, оскільки через нього протікає не тільки весь струм інвертора (починається перезаряд конденсатора), а і його власний струм розряду через резистор, який має той же напрям.

Діаграми для активно-індуктивного навантаження (рис.3.4,в) мають вигляд, наведений на рис.3.7.

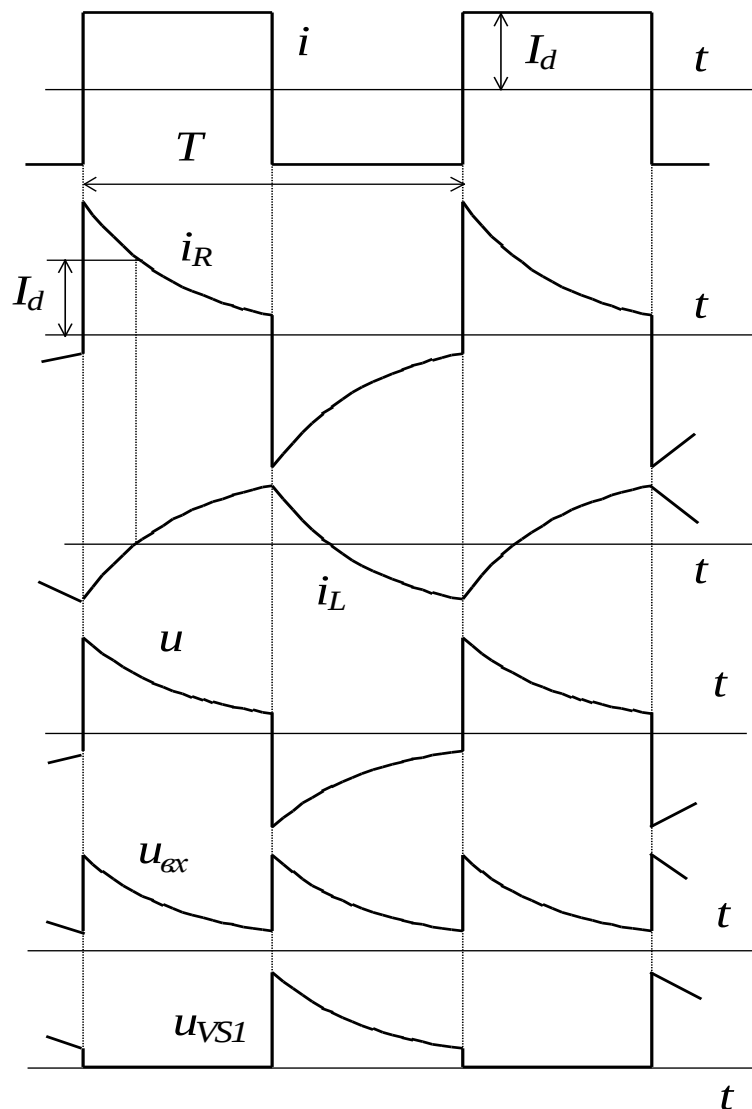


Рис.3.7. Процеси в АІС з навантаженням за рис.3.4,в

Оскільки струм в індуктивності не може змінитись стрибком, паралельно їй ввімкнутий резистор, який зменшує перенапругення 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 напівперіоді 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.3.5-3.7, при незмінній формі вихідного струму АІС форма його вихідної напруги суттєво залежить від характеру навантаження. Як і слід було чекати, при активно-ємнісному навантаженні струм випереджає напругу, при активно-індуктивному - навпаки.

Б) Інвертор струму на одноопераційних тиристорах

Для успішного протікання процесу комутації в інверторі струму на одноопераційних тиристорах (рис.3.8) 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.3.5-3.7, перші дві умови виконуються тоді, коли паралельно виходу АІС ввімкнений конденсатор (тому такий інвертор називають паралельним інвертором). Розглянемо, як у схемі рис.3.8 виконується третя умова.

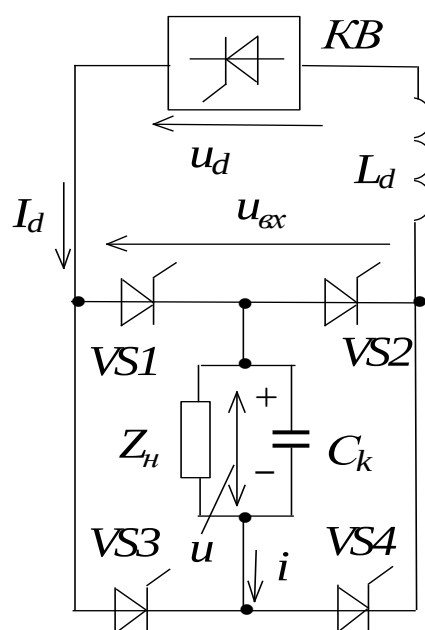


Рис.3.8. Інвертор струму на одноопераційних тиристорах

Коли тиристор $VS2$ та $VS3$ отримують свої керуючі імпульси, $VS1$ та $VS4$ ще відкриті. Конденсатор заряджений з полярністю, показаною на рис.3.8. Одразу після відкривання $VS2$ 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 їх робочому струму. 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 при індуктивному навантаженні).

3.3. Трифазні автономні інвертори струму

Трифазні АІС, які використовуються в електроприводі, виконуються виключно на основі мостових схем. Алгоритм перемикання ключів - з тривалістю відкритого стану 120° .

Під час розгляду процесів у трифазних АІС припускати, 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.3.9.

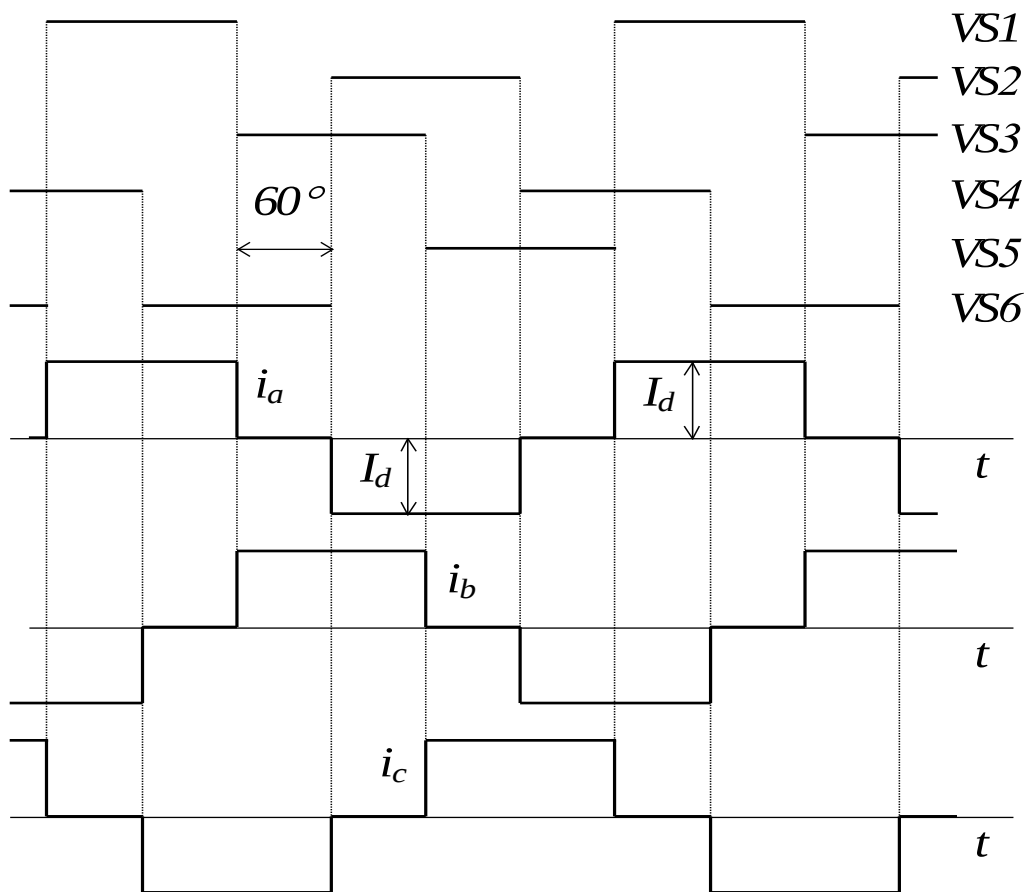


Рис.3.9. Вихідні струми трифазного АІС

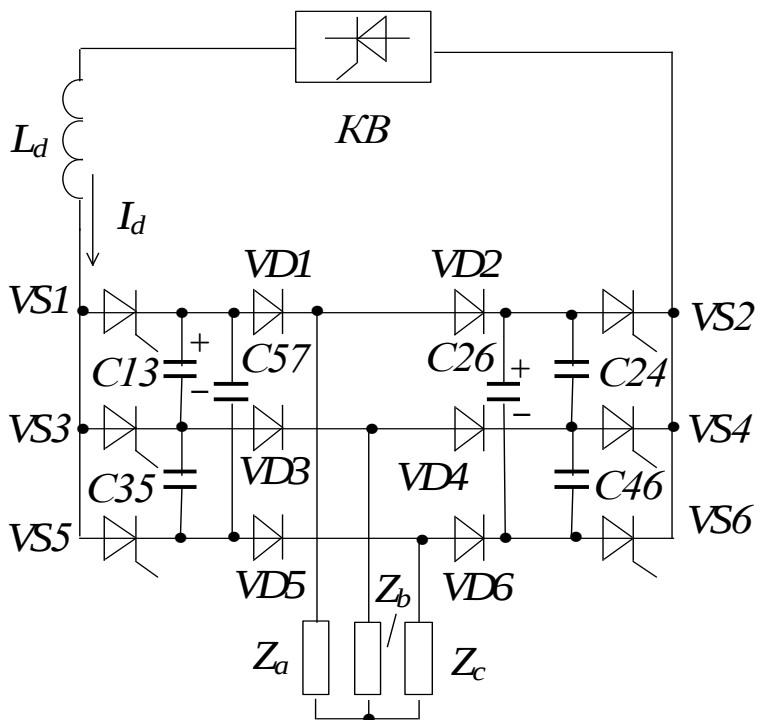


Рис.3.10. Трифазний АІС
з відокремленими від навантаження
комутуючими конденсаторами

А) Трифазний АІС з
відокремленими від навантажен-
ня комутуючими конденсаторами

Схема АІС зображена
на рис.3.10. Як і АІН з міжфаз-
ною комутацією, він має по
шість конденсаторів та відсі-
каючих діодів. Тому його на-
зивають також АІС з відсі-
каючими діодами. На відміну
від АІН, відсутні зворотні
діоди, а живлення здійсню-
ється від джерела струму. Саме
цим і обумовлені суттєві

відмінності в перебігу комутаційних процесів. Послідовність роботи тиристорів відповідає рис.3.9.

Розглянемо процес закривання тиристора $VS1$, яке відбувається завдяки відкриттю тиристора $VS3$. Перед комутацією конденсатор $C13$ заряджений з полярністю, показаною на рис.3.10. Струм навантаження тече через $VS1$, відсікаючий діод $VD1$, фази A та C двигуна, діод $VD6$ та тиристор $VS6$. Діод $VD3$ закритий негативним потенціалом з конденсатора $C13$.

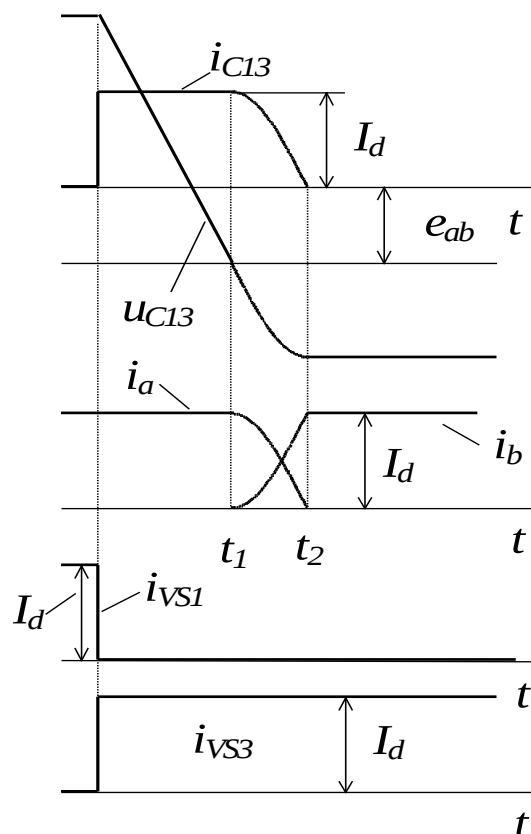


Рис.3.11. Комутаційні процеси в схемі рис.3.10

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 A переходить з закритого $VS1$ на конденсатор $C13$ та тиристор $VS3$. Починається перезаряд конденсатора від джерела струму (перший етап комутації - інтервал часу від $t=0$ до $t=t_1$ на рис. 3.11). Оскільки вхідний струм AIC незмінний, напруга на конденсаторі змінюється лінійно згідно з рівнянням

$$i_{C13} = C_{13} \frac{du_{C13}}{dt},$$

звідки

$$u_{C13} = U_0 + \frac{1}{C_{13}} \int_0^t i_{C13} dt = U_0 - \frac{1}{C_{13}} \int_0^t I_d dt = U_0 - \frac{I_d}{C_{13}} t.$$

Хоча в контурі перезаряду є індуктивність, унаслідок незмінності струму $\left(\frac{di_{C13}}{dt} = 0\right)$ вона на перебіг процесів не впливає і в диференціальному рівнянні відсутня.

Другий етап комутації почнеться, коли в процесі перезаряду напруга на конденсаторі досягне лінійної ЕРС обмотки статора $e_{ab} = e_b - e_a$ (момент часу $t = t_1$). У цей момент відкривається відсікаючий діод $VD3$ і утворюється контур дозаряду конденсатора електромагнітною енергією, накопиченою в індуктивності фази А. До цього контуру входять, крім конденсатора, фази А та В статора двигуна (див. рис.3.12). Процес дозаряду - коливний, оскільки в контурі є і індуктивні, і ємнісні елементи. Цей процес описується рівняннями

$$i_{C13} = C_{13} \frac{du_{C13}}{dt};$$

$$u_{C13} = e_{ab} + i_{C13}(r_a + r_b) + (L_a + L_b) \frac{di_{C13}}{dt}.$$

Струм фази А в процесі дозаряду зменшується, а струм i_b збільшується таким чином, щоб їх сума дорівнювала струму фази С та вхідному струму АІС ($i_a + i_b = i_c = I_d$). Коли вся електромагнітна енергія фази А переходить до конденсатора, дозаряд закінчується, струм у фазі А зникає, діод $VD1$ закривається, а вхідний струм АІС весь переходить у фазу В. Конденсатор $C13$ готовий до комутації тиристора $VS3$.

Для обмеження темпу зміни струму тиристорів під час комутації послідовно з кожним

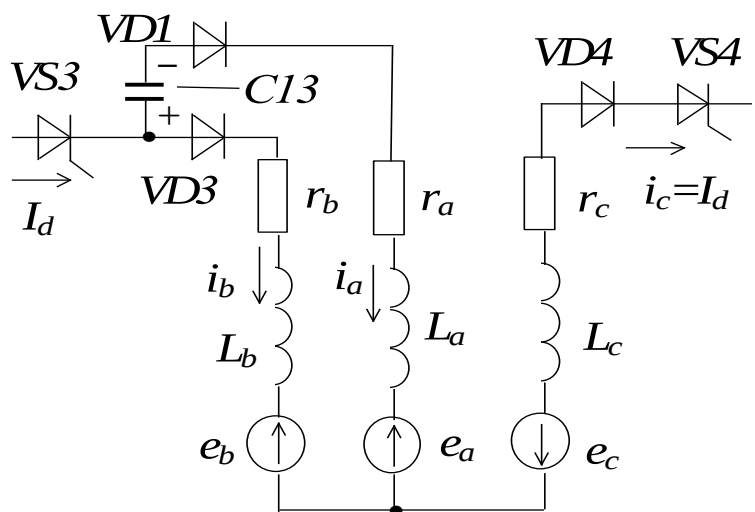


Рис.3.12. Контур дозаряду комутуючого конденсатора

із них іноді вмикають дроселі невеликої індуктивності.

Слід зауважити, що струм фази, що виходить з 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 при однакових їх схемах).

Напруга на конденсаторі наприкінці процесу комутації залежить від струму фази A перед її початком, тобто від навантаження АІС. Тому при малих струмах навантаження цієї напруги може не вистачити для закривання наступного тиристора, а при великих навантаженнях на конденсаторі виникають перенапруги. Тому ємність конденсаторів вибирають виходячи з забезпечення комутації при найменших можливих навантаженнях, а для обмеження перенапруг вживають спеціальних заходів.

Б) Трифазний АІС з комутуючими тиристорами

Схема інвертора зображена на рис.3.13. Порядок роботи силових тиристорів $VS1$ - $VS6$ такий, як і в попередній схемі. Перед початком комутації тиристора $VS1$ конденсатор $C1$ заряджений з полярністю, вказаною на рис.3.13. Комутація починається після отримання керуючих імпульсів силовим тиристором $VS3$ та допоміжним $VS7$. $VS7$ одразу відкривається, а $VS3$ поки що закритий позитивною сумою напруги конденсатора $C1$ та проти-ЕРС e_{ab} .

Процес комутації в схемі рис.3.13 багато в чому співпадає з процесом в

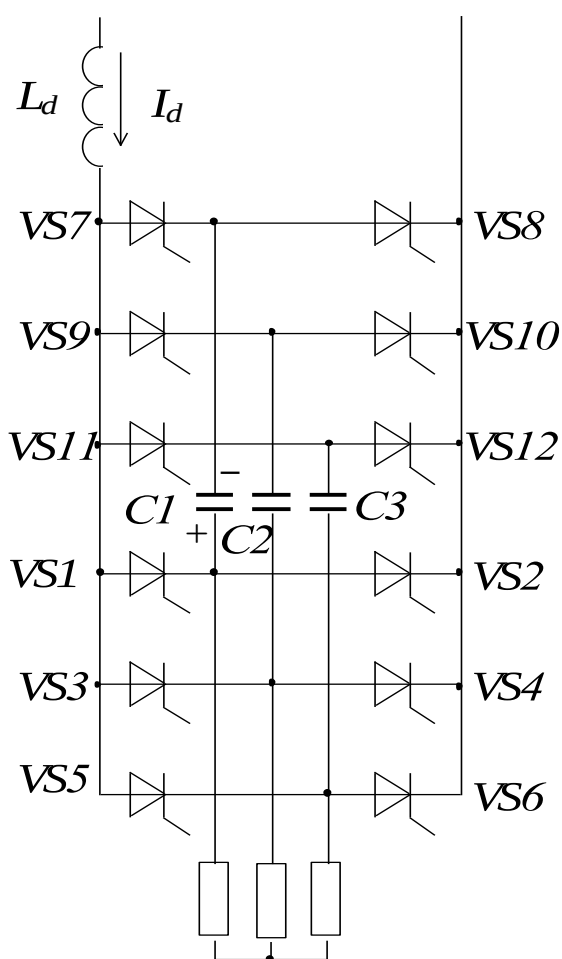


Рис.3.13. Трифазний АІС з комутуючими тиристорами

попередній схемі. Після відкривання $VS7$ одразу ж закривається тиристор $VS1$ і починається перезаряд CI по колу «джерело струму - $VS7$ - CI - фаза А - фаза С - $VS6$ - джерело струму» (перший етап комутації). Коли напруга на конденсаторі, змінивши знак, досягне проти-ЕРС e_{ab} , відкриється тиристор $VS3$ і почнеться коливний дозаряд конденсатора енергією фази А через фази А, В та тиристори $VS3$ та $VS7$ (другий етап комутації). Струм навантаження переходить з фази А до фази В. Після закінчення дозаряду струм конденсатора зникає і тиристор $VS7$ закривається. Конденсатор готовий до комутації тиристора $VS2$.

Якщо порівнювати схеми рис.3.10 та 3.13, слід відзначити такі переваги останньої:

- потужність комутаційних тиристорів менша за потужність відсікаючих діодів у схемі рис.3.10, оскільки через тиристори тече лише комутаційний струм, а через діоди - і струм навантаження;
- сумарна ємність конденсаторів на 25% менша.

Однак допоміжні тиристори повинні бути розраховані на більшу напругу, ніж діоди. Таким чином, обидві схеми близькі за своїми показниками.

3.4. Комутаційні перенапруги в АІС та їх обмеження

Перенапруги, які виникають на другому етапі комутації в АІС, обумовлені коливним характером перезаряду 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.3.11).

Протягом другого етапу конденсатор отримує від індуктивних елементів навантаження додаткову порцію енергії

$$A_L = I_d^2 L_n / 2,$$

де L_H - індуктивність навантаження.

Напругу на конденсаторі наприкінці комутації (тобто максимально можливу) знайдемо виходячи з сумарної енергії:

$$U_{Cm} = \sqrt{\frac{2(A_{C0} + A_L)}{C_k}} = \sqrt{U_{C0}^2 + \frac{L_H I_d^2}{C_k}}.$$

При досить великих індуктивностях навантаження та вихідних струмах АІС ця напруга може досягти 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 ЕРС самоіндукції $u_a = e_a + e_L$, виникають комутаційні стрибки (рис.3.14). Вони можуть стати причиною пробою 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 при невеликих потужностях двигуна використовують досить прості схеми обмеження (рис.3.15).

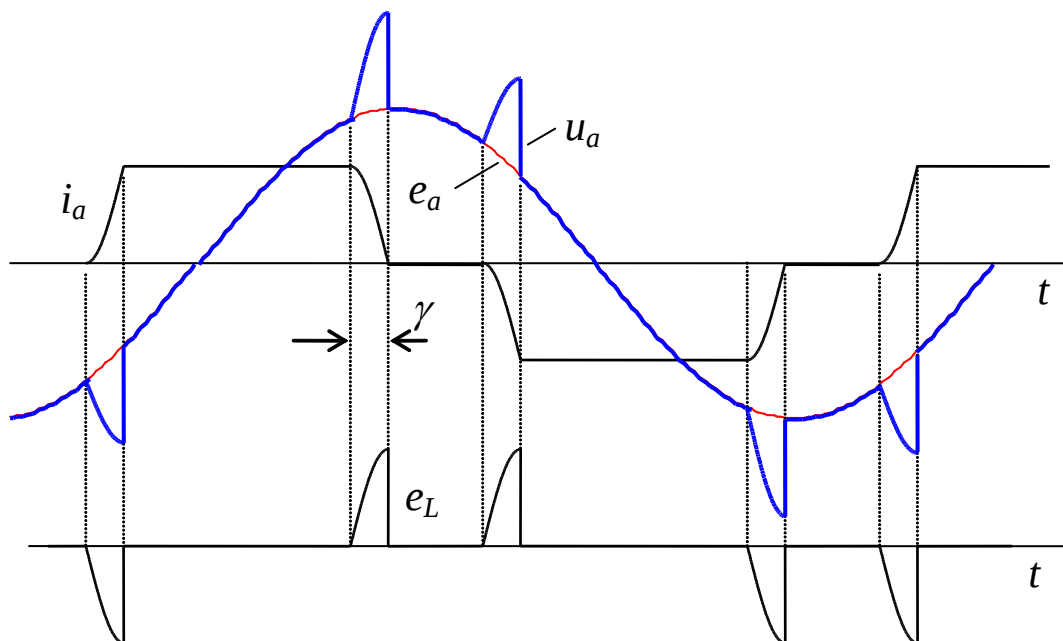


Рис.3.14. Комутаційні стрибки вихідної напруги АІС

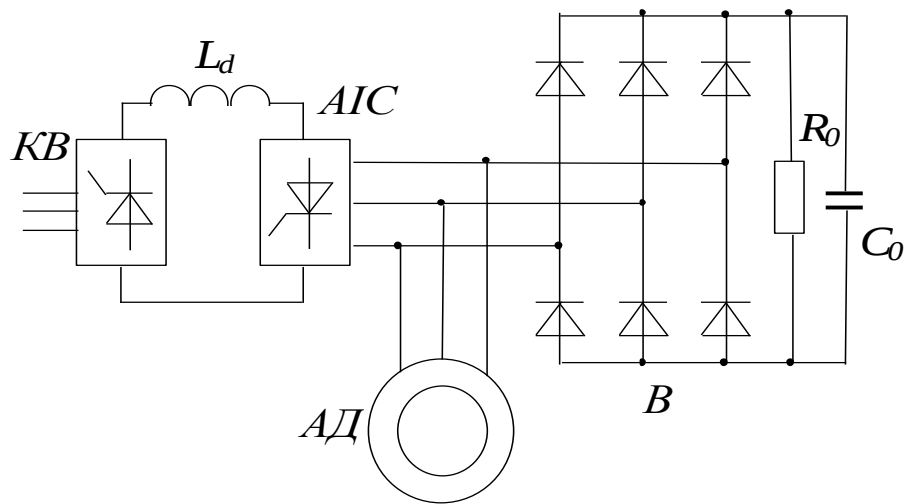


Рис.3.15. Схема обмеження комутаційних перенапруг

Конденсатор C_0 та баластний резистор R_0 ввімкнені через випрямляч B паралельно комутуючим конденсаторам АІС. Якщо напруга на конденсаторі занадто велика, відкриваються два відповідні діоди випрямляча B і надлишок енергії фази, яка вимикається, скидається на резистор R_0 . Конденсатор C_0 згладжує пульсації напруги на виході випрямляча B .

Для інверторів великої потужності замість баластного резистора використовують залежний (ведений мережею) тиристорний інвертор $3I$ (рис. 3.16).

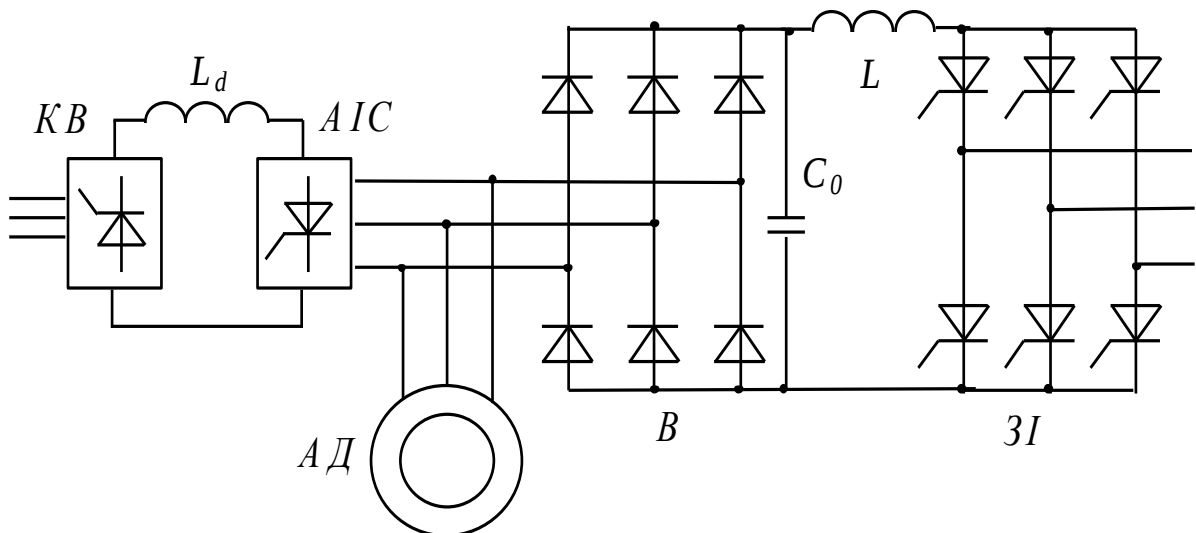


Рис.3.16. Схема обмеження комутаційних перенапруг з рекуперацією

Надлишки комутаційної енергії замість того, щоб втрачатися у вигляді тепла в баластному резисторі, інвертуються через малопотужний інвертор напруги $3I$ до живильної мережі.

3.5. Робота інвертора струму на проти-ЕРС

Розглянемо спочатку однофазний інвертор струму, у складі навантаження якого є синусоїдна проти-ЕРС (рис.3.17). Подібна ситуація виникає, коли від АІС живиться одна з фазних обмоток двигуна змінного струму.

На рис.3.17 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_{ex} , 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_{ex} буде дорівнювати напрузі на вході АІС.

Якби проти-ЕРС та вихідний струм були синфазними, вони б змінювали знаки одночасно (рис.3.18,а), а проти-ЕРС e_{ex} , зведена до входу інвертора, завжди була би направленою назустріч струму I_d (рис.3.19). Її середнє значення $E_{ex} = \frac{2}{\pi} E_m$. Однак подібна взаємна орієнтація векторів струму статора та ЕРС (рис.3.18,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.

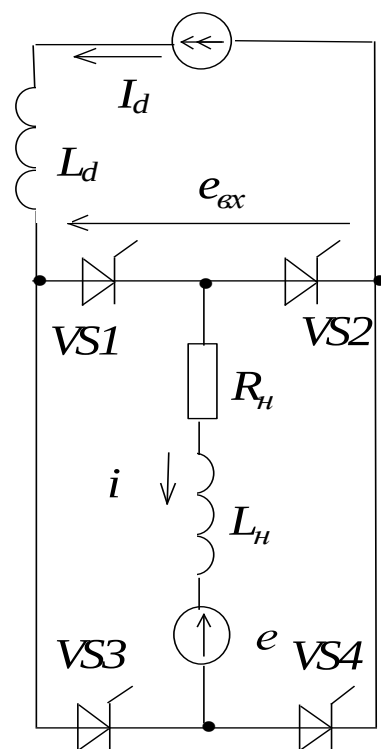


Рис.3.17. Однофазний АІС

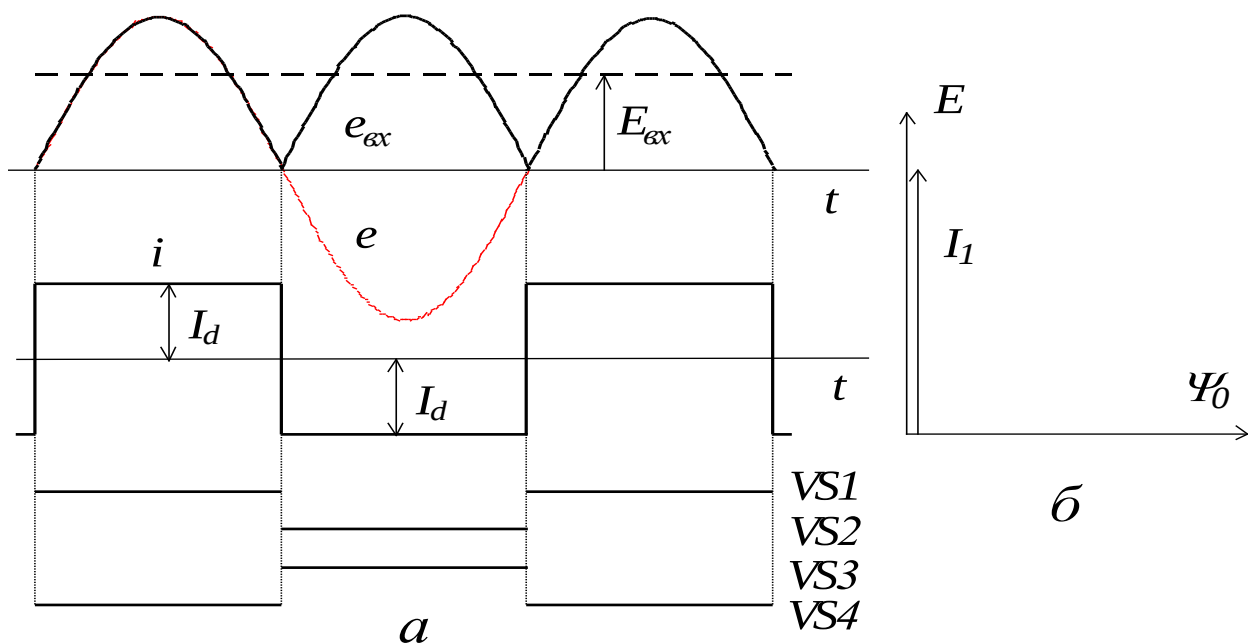


Рис.3.18. Робота інвертора струму при синфазних вихідному струмі та проти-ЕРС

У режимі двигуна асинхронна машина завжди, а синхронна часто мають струм статора, який запізнюється відносно ЕРС на кут $\psi < 90^\circ$ (рис. 3.20,б). Оскільки моменти зміни знаків струму та проти-ЕРС у цьому випадку не співпадають, зведена до входу інвертора миттєва проти-ЕРС e_{ex} короткочасно змінює знак (рис. 3.20,а), але її середнє значення

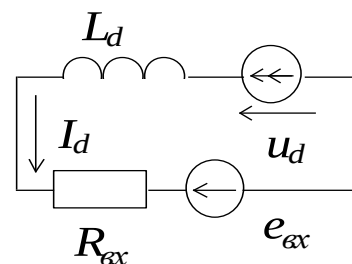


Рис.3.19

$$E_{ex} = \frac{2}{\pi} E_m \cos \psi = E_{ex0} \cos \psi > 0,$$

як і на рис.3.18,а, хоча і зменшується. 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 $P = I_d E_{ex}$, споживаної інвертором. Джерело струму при цьому виму-

шене зменшувати свою середню вихідну напругу U_d , аби забезпечити незмінність випрямленого струму

$$I_d = \frac{U_d - E_{ex}}{R_{ex}}.$$

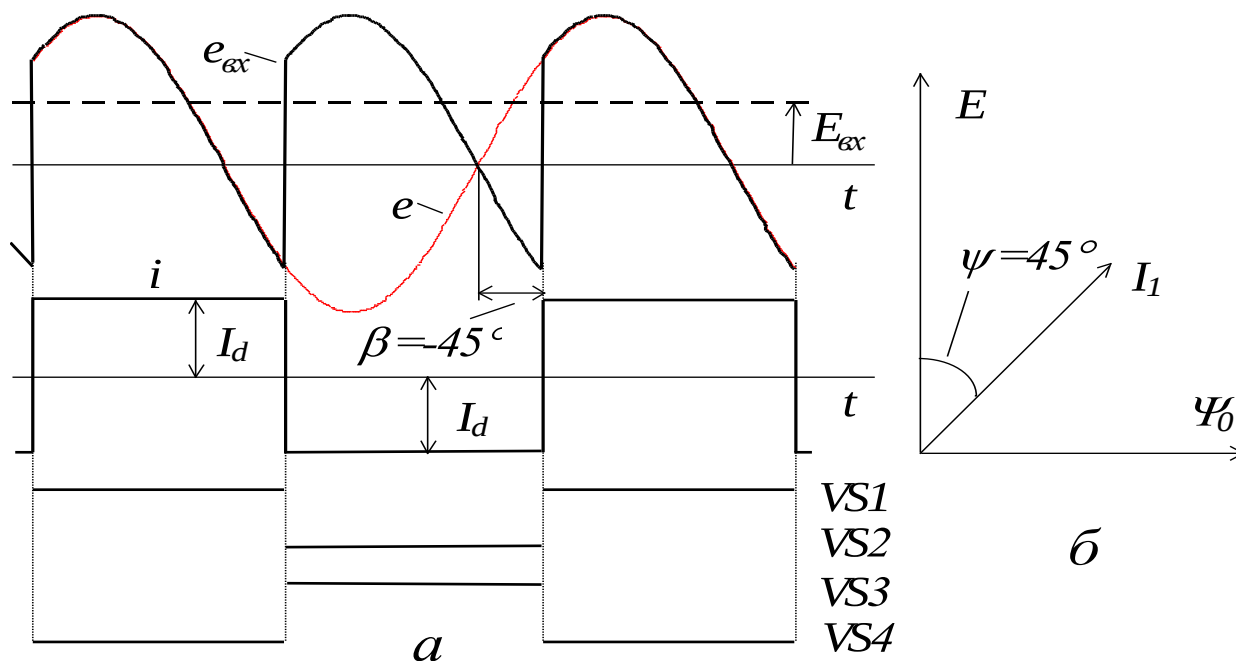


Рис.3.20. Робота інвертора струму в режимі споживання енергії від джерела струму

Якщо джерелом струму є керований випрямляч, охоплений негативним зворотним 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.3.21) при іншій проти-ЕРС мала ту ж саму абсцису, тобто пересувалась уздовж лінії 4. Цифрами 1, 2, 3 на рис.3.21 позначені вольт-амперні характеристики інвертора

$U_i = E_{ex} + I_d R_{ex}$, такими ж циф-

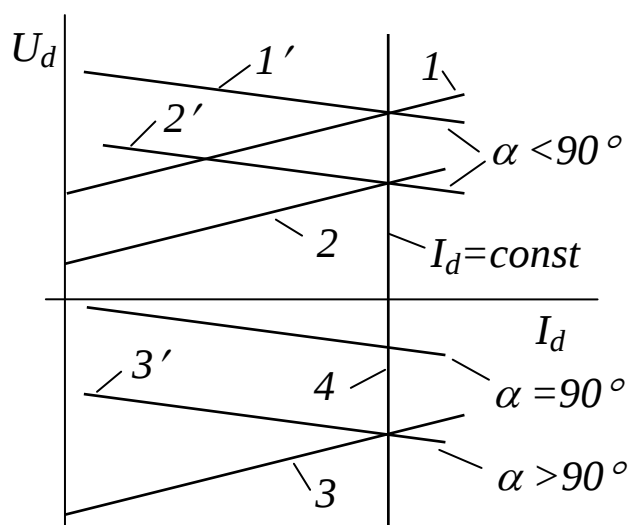


Рис.3.21. Утворення зовнішньої характеристики джерела струму

рами із штрихом - зовнішні характеристики випрямляча з різними кутами керування.

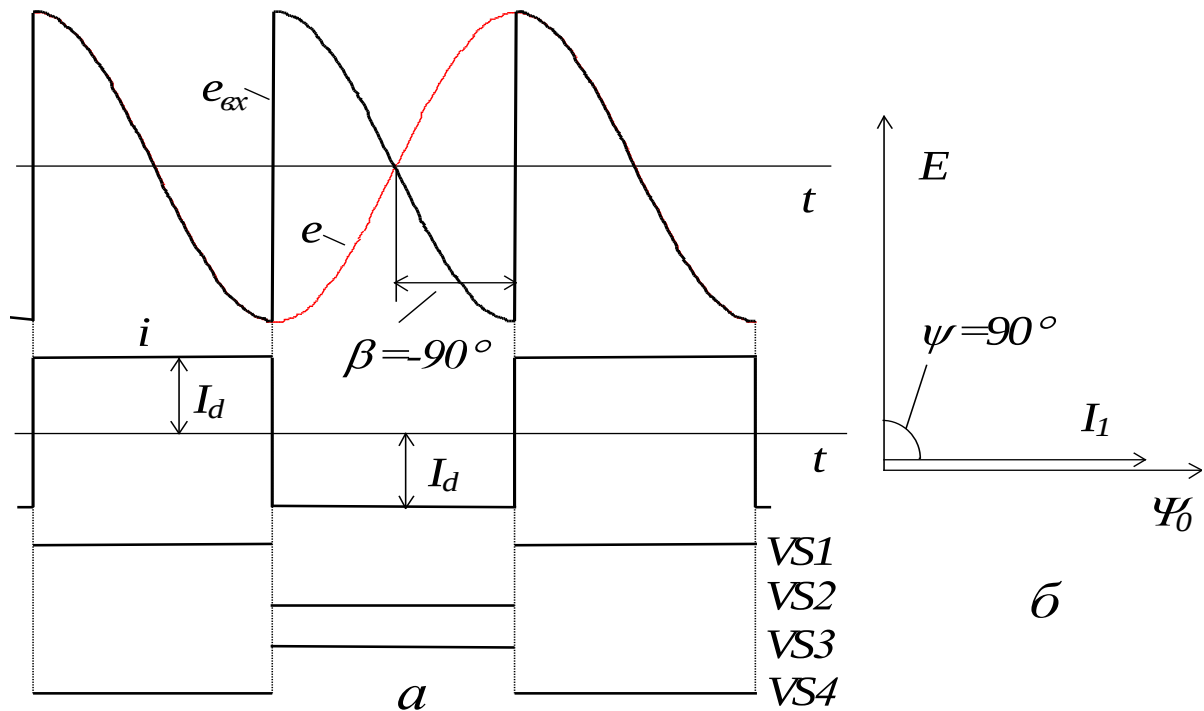


Рис.3.22. Робота інвертора струму в режимі ідеального холостого ходу електричної машини

При роботі електричної машини в режимі ідеального холостого ходу кут ψ між струмом статора та ЕРС (рис. 3.22,б) дорівнює 90° (за умови нехтування втрат у сталі). Середня зведена до входу проти-ЕРС у цьому випадку знижується до нуля (рис.3.22,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.3.23).

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.3.24). 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.3.21. Напрямок випрямленого струму, хоча і не змінився, тепер визначається більшою за модулем ЕРС E_{ex} .

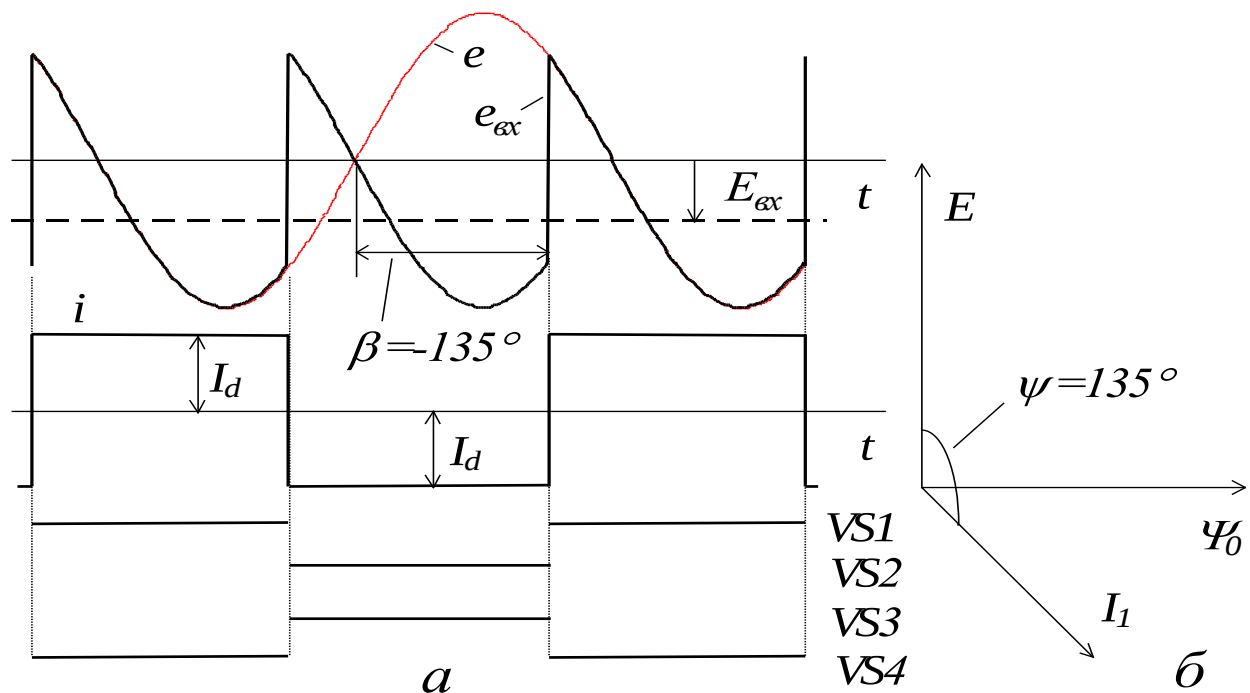


Рис.3.23. Робота інвертора струму в режимі рекуперації електричної машини

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 тиристори звичайного випрямляча вмикаються лише праворуч від їх точок природної комутації, тоб-

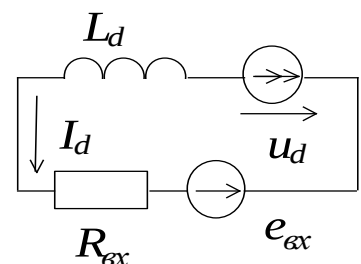


Рис.3.24

то тоді, коли від мережі до їх анодів прикладається позитивний потенціал (це необхідна умова природної комутації). До тиристора ж інвертора струму в момент його відкривання прикладається з боку навантаження негативний потенціал, а відкривається він під впливом джерела струму. Тому і закриван-

ня 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.3.25).

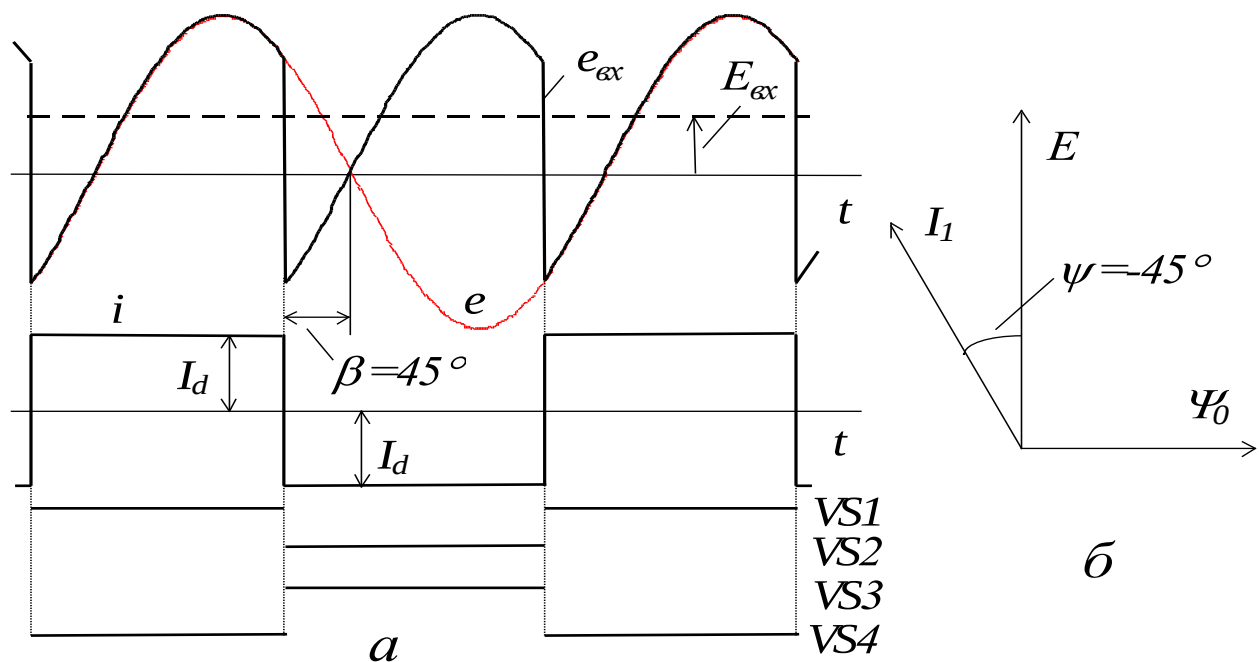


Рис.3.25. Робота інвертора струму в режимі веденого навантаженням інвертора (комутація миттєва)

У такій ситуації наступні ключі завжди вмикаються тоді, коли проти-ЕРС має полярність, що сприяє їх відкриттю. Зображені на рис.3.17 полярності проти-ЕРС та струму якраз відповідають моменту, який передую 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.3.26), потрібний для комутації, менший кута β , комутація буде вдалою. Інакше ти-

ристоры не зможуть закритись і відбудеться зрив інвертування, коли до навантаження буде подаватися постійний струм.

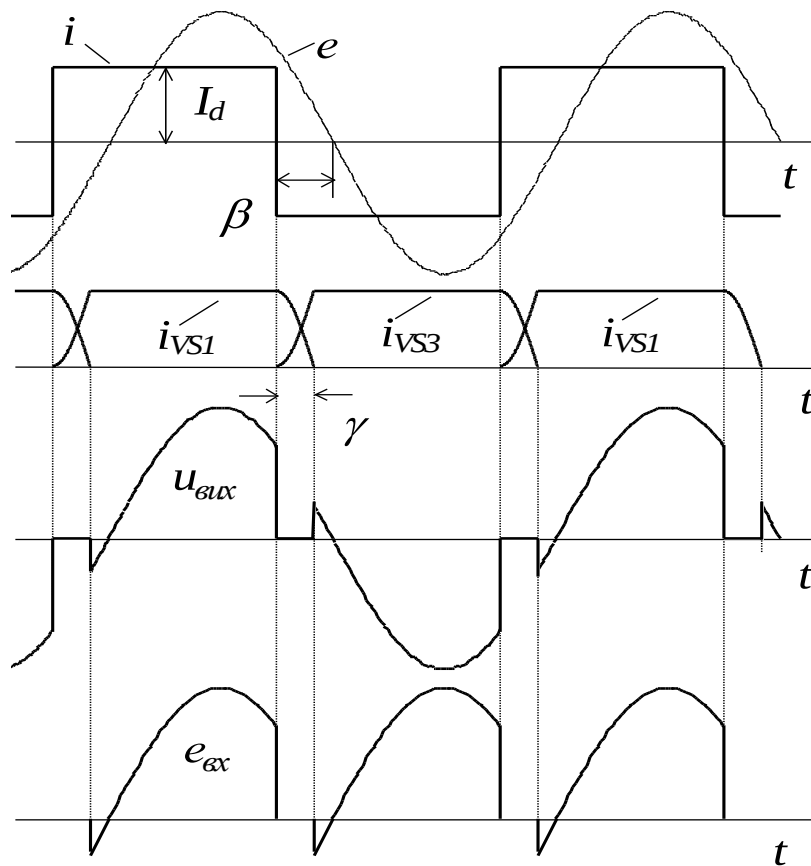


Рис.3.26. Робота інвертора струму в режимі веденого інвертора з урахуванням тривалості комутації

Доки відкриті обидві пари тиристорів, напруга на навантаженні, а також ЕРС, зведена до входу, дорівнюють нулю (рис.3.26). 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.

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:

- силові схеми ідентичні;
- енергія передається з кола постійного струму до кола змінного струму;
- в колі постійного струму ввімкнений згладжувальний дросель;
- подібний характер входних та вихідних напруг і струмів;
- однакова структура контурів комутації та подібний характер процесів комутації;
- кут β поміж проти-ЕРС та інвертованим струмом у 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 при малих швидкостях 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 і набагато меншої ємності.

Робота трифазних мостових інверторів струму (рис.3.10, 3.13) на проти-ЕРС відбувається подібним чином. На рис.3.27 зображені процеси в такому інверторі в такій самій ситуації, що й на рис.3.25. Їх особливостями є лише більша частота та менша амплітуда коливань e_{gx} , а також те, що до контурів комутації входять дві фази навантаження (як і в трифазних мостових керованих випрямлячах).

Інвертори, ведені навантаженням, використовуються в електроприводі з вентильним двигуном. Оскільки в синхронному двигуні фа-

за проти-ЕРС пов'язана з просторовим положенням ротора, випередження β моментів комутації відносно проти-ЕРС забезпечується за допомогою датчика положення ротора.

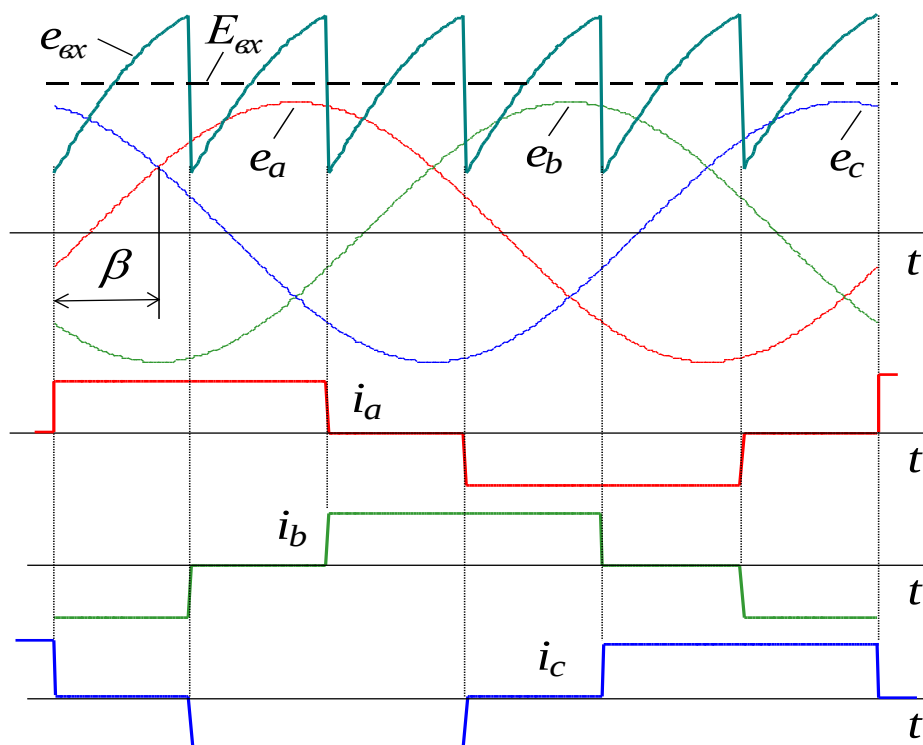


Рис.3.27. Трифазний мостовий інвертор струму
в режимі веденого навантаження інвертора

Контрольні запитання

1. Чому в АІС нема потреби у зворотніх діодах?
2. Зобразьте схему контурів перезаряду та дозаряду конденсатора C26 після вимикання тиристора VS6 (схема рис.3.10).
3. За допомогою якого тиристора закривається силовий тиристор VS4 в схемі рис.3.13?
4. Накресліть часові діаграми вихідного струму та вхідної ЕРС АІС, навантаженням якого є двигун змінного струму, якщо фазний струм двигуна запізнюється відносно його фазної ЕРС на кут $\psi=30^\circ$. Розрахуйте середню вихідну напругу АІС, якщо діюча ЕРС двигуна 200 В.

5. За яких умов можлива комутація ключів АІС за допомогою проти-ЕРС навантаження?
6. Із яким запізненням відкривається ключ $VS3$ відносно $VS1$ у схемі рис. 3.10?
7. Скільки тиристорів одночасно відкрито у трифазному АІС?
8. Яка умова відкривання відсікаючого діода під час комутації в схемі рис.3.10?
9. Із якою полярністю заряджений конденсатор $C23$ перед закриванням $VS2$?

Відповіді

1: тому що вхідний струм АІС не може змінити знак; 3: $VS10$; 5: коли на момент вмикання ключа у фазі відповідна фазна проти-ЕРС направлена згідно зі струмом цього ключа; 6: 120° ; 7: два.

4. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ІНВЕРТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ

4.1. Структура інверторних перетворювачів 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 та плавлення металів, термообробка, сушіння), агрегати безперебійного живлення засобів зв'язку та обчислювальної техніки, автономні системи електропостачання (насамперед бортові), статичні джерела реактивної потужності (призначені для компенсації реактивної потужності в системах електропостачання та поліпшення енергетичних показників).

Існують два великих класи перетворювачів частоти:

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

Загальна структура двоступеневого ПЧ наведена на рис.4.1.

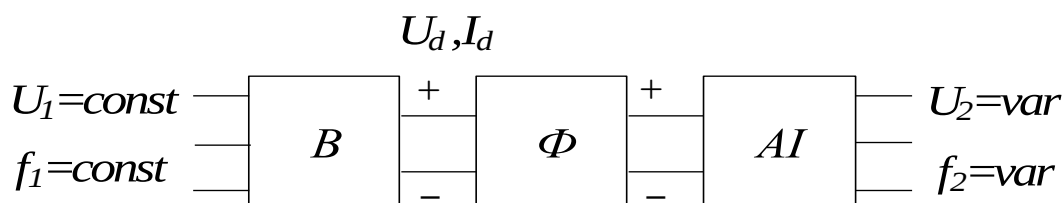


Рис.4.1. Загальна структура двоступеневого перетворювача частоти

У такому ПЧ здійснюється подвійне перетворення енергії. Випрямляч В перетворює енергію змінного струму живильної мережі з незмінною частотою та амплітудою на енергію постійного струму. При використанні АІ з амплітудною модуляцією випрямляч повинен бути керованим. АІН з ШІМ та ШІР 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 Ф згладжує коливання вихідних струму або напруги випрямляча. На рис.4.1 зображений випадок, коли вхід та вихід ПЧ - трифазні. Звичайно, можливі варіанти з однофазними входом та виходом. Якщо двигун змінного струму, що живиться від АІН, повинен переходити до рекуперативного режиму, зустрічно-паралельно випрямлячу вмикають ведений мережею інвертор для передачі до мережі рекуперованої енергії.

4.2. Вибір силових елементів автономних інверторів

Вихідними даними під час вибору силових елементів АІ є номінальні напруга $U_{\text{дн}}$ та пусковий струм $I_{\text{дн}}$ навантаження (двигуна змінного струму). При виборі братимемо до уваги лише перші гармоніки вихідних напруг та струмів. Згідно [6] похибка при цьому не перевищуватиме 5%.

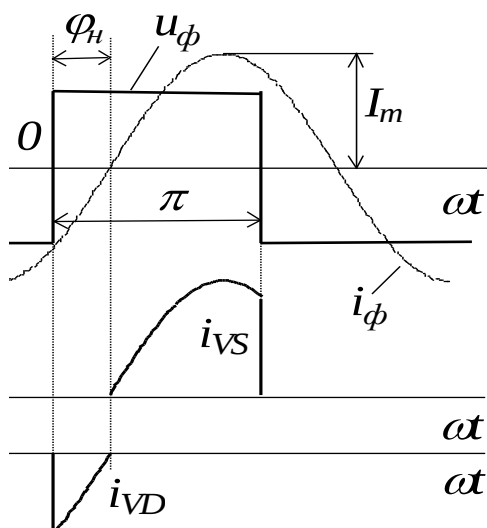


Рис.4.2. Вихідна напруга та струми АІН з $\lambda=180^\circ$

Основні співвідношення для напруг та струмів інверторів витікають з рівняння балансу потужностей

$$U_d I_d \approx 3 U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_n, \quad (4.1)$$

де $U_{1\phi}$, $I_{1\phi}$ - діючі значення перших гармонік фазних напруги та струму на виході АІ.

А) Трифазний АІН з амплітудною модуляцією ($\lambda=180^\circ$)

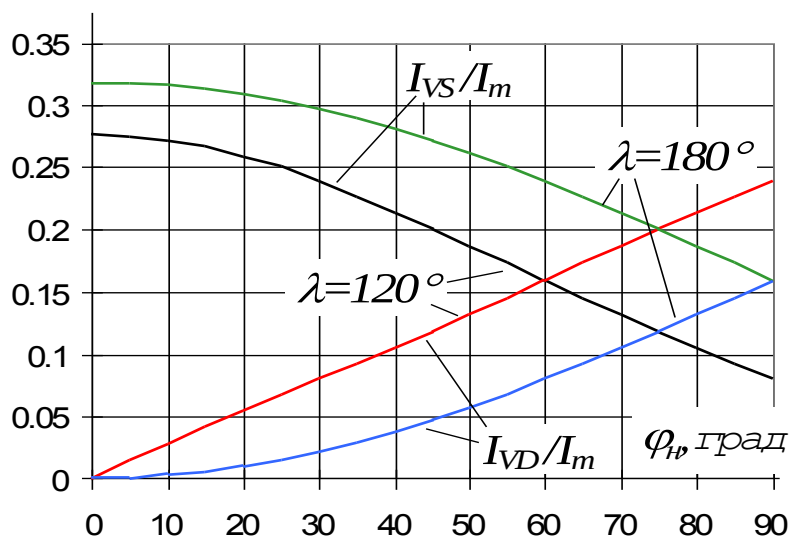


Рис.4.3. Середні струми як функції кута навантаження

Діаграми вихідних напруги та струму (першої гармоніки) зображені на рис.4.2. Внаслідок того, що струм зсунутий відносно напруги на кут навантаження $\varphi_n = \arctg(R_n / \omega_{вих} L_n)$, ключ відкривається не одразу після отримання керуючого сигналу, а тільки після закривання зворотного діода

(на інтервалі $\varphi_n < \omega t < \pi$). Середні струми ключа та зворотного діода

$$I_{VS} = \frac{I_m}{2\pi} \int_{\varphi_n}^{\pi} \sin(\omega t - \varphi_n) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos \varphi_n) = \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} (1 + \cos \varphi_n);$$

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{\varphi_n} \sin(\omega t - \varphi_n) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} (1 - \cos \varphi_n) = \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} (1 - \cos \varphi_n).$$

Залежності середніх струмів від кута навантаження наведені на рис.4.3. Якщо кут навантаження змінюється в процесі роботи, вибір ключів

слід здійснювати для найменшого можливого кута φ_H , діодів - для найбільшого. Струми відсікаючих діодів в АІН з міжфазною штучною комутацією розраховуються так само, як і струми ключів.

Використавши формули (2.1) та (4.1) і перейшовши до лінійних напруг, можна знайти середній струм на вході АІН, потрібний для вибору дроселя та керованого випрямляча

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_{\partial n} \cos \varphi_H, \quad (4.2)$$

а також найбільшу середню вхідну напругу, що визначає напругу на ключах

$$U_{d0} = \frac{\pi}{\sqrt{2}\sqrt{3}} U_{\partial n}.$$

Напруга, на яку повинні бути розраховані ключі та діоди

$$U_{VS} \geq U_{d0} k_{3U1} k_{3U2}, \quad (4.3)$$

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 можливій перенапрузі 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:

$$L_{\phi} = \frac{1}{\omega_1} \left(\frac{U_{d0}}{I_{d2p}} k_{2p} - x_a \right) - L_H,$$

де ω_1 - колова частота мережі; $k_{2p} = \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha$; p - пульсність

випрямляча; x_a - 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_{d2p} - найбільший вхідний струм АІН, при якому припускається виникнення режиму переривистих струмів.

I_{d2p} відповідає найменшому можливому навантаженню двигуна і визначається за формулою (4.2). Якщо навантажувальна діаграма невідома, до формули (4.2) слід підставити $0,1I_{\partial H}$ замість $I_{\partial H}$. 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 $\omega_0 \approx \sqrt{1/L_\phi C_\phi}$ була набагато меншою від частот перемикачів ключів випрямляча та інвертора:

$$\omega_0 \ll 6\omega_1;$$

$$\omega_0 \ll 6\omega_{2\min},$$

де ω_1 - колова частота напруги, яка живить випрямляч; $\omega_{2\min}$ - найменша вихідна частота АІН.

Ємність конденсатора при цьому

$$C_\phi \gg \frac{1}{36L_\phi\omega},$$

де ω - найменша з частот ω_1 та $\omega_{2\min}$.

Б) Трифазний АІН з амплітудною модуляцією ($\lambda=120^\circ$)

На рис.4.4 зображені вихідна фазна напруга та перша гармоніка вихідного струму АІН з $\lambda = 120^\circ$ 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

$$\begin{aligned}
 I_{VS} &= \frac{I_m}{2\pi} \int_{\varphi_H}^{\frac{5\pi}{6}} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \\
 &= \frac{I_m}{2\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6} - \varphi_H\right) + \cos 0 \right] = \\
 &= \frac{I_m}{2\pi} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_H\right) \right] = \\
 &= \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_H\right) \right].
 \end{aligned}$$

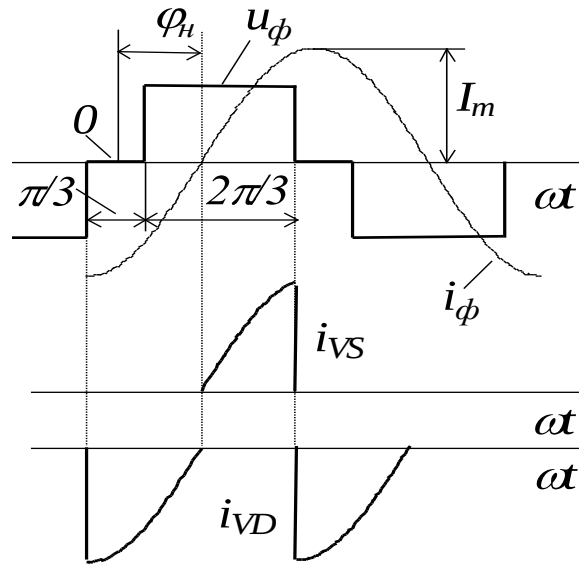


Рис.4.4. Вихідна напруга та струми АІН з $\lambda=120^\circ$

Середній струм діода

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\varphi_H} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_H\right) - 1 \right].$$

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

$$\begin{aligned}
 I_{VS} &= \frac{I_m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin(\omega t - \varphi_H) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_H\right) \right] = \\
 &= \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_H\right) \right].
 \end{aligned}$$

Зворотній діод у найгіршому для себе випадку відкритий протягом 60° (на інтервалі $-\pi/6 < \omega t < \pi/6$), а його середній струм

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sin(\omega t - \varphi_n) d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_n\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_n\right) \right] =$$

$$= \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi_n\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_n\right) \right].$$

Параметри фільтру обираються так само, як і у попередньому випадку.

В) Автономний інвертор струму

Амплітуда першої гармоніки вихідного струму АІС

$$I_{\phi m1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d.$$

Звідси, вважаючи, що діюче значення першої гармоніки вихідного струму дорівнює номінальному струму двигуна, знайдемо потрібний вхідний струм АІС

$$I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} I_{\phi m1} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{\partial n}. \quad (4.4)$$

Середній струм ключа

$$I_{VS} = \frac{I_d}{3} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} I_{\partial n}.$$

Підставивши вираз (4.4) до рівняння енергетичного балансу (4.1), знайдемо найбільшу потрібну вхідну напругу АІС

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{\partial n} \cos \varphi_n,$$

за якою згідно з формулою (4.3) 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:

$$L_{\partial} = \frac{U_{d\text{пм}} 100}{\sqrt{2} p \omega_1 \delta I_{dн}},$$

де $I_{dн}$ - середній вхідний струм АІС, що відповідає номінальному струму двигуна [аналогічно (4.4)]; $\delta = 5...10\%$ - допустима відносна амплітуда пульсацій вхідного струму.

Амплітуда першої гармоніки пульсацій випрямленої напруги залежить від схеми випрямляча та кута керування:

$$U_{d\text{пм}} = U_{d0} \frac{2 \cos \alpha}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}.$$

Звичайно перевірку роблять при номінальній напрузі на навантаженні. Це найчастіше буває, коли $\alpha = 30^\circ$. Щоб урахувати пульсації, обумовлені перемиканням ключів АІС, отриману індуктивність слід подвоїти.

Г) Автономний інвертор напруги з ШІМ

Амплітуда фазної вихідної напруги АІН з ШІМ

$$U_{\phi m} = \mu U_d k_{вн} \quad (4.5)$$

залежить від схеми інвертора та способу керування ним. Звідси можна знайти потрібну напругу ланки постійного струму:

$$U_d = \frac{U_{\phi m1}}{\mu_m k_{вн}} = \frac{\sqrt{2} U_{\partial н}}{\sqrt{3} \mu_m k_{вн}},$$

за якою згідно (4.3) обираються ключі АІН.

Підставивши вираз (4.5) до рівняння балансу потужностей (4.1), матимемо звідти найбільше значення середнього вхідного струму

$$I_d = 3 \mu_m k_{вн} I_{\phi m1} \cos \varphi_n = 3 \sqrt{2} \mu_m k_{вн} I_{\partial н} \cos \varphi_n.$$

Середній струми ключів та діодів

$$I_{VT} = \frac{I_m}{2\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_n \right) = \frac{I_{\partial н}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_n \right);$$

$$I_{VD} = \frac{I_m}{2\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_n \right) = \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi_n \right).$$

При наднизьких вихідних частотах ключі протягом тривалого часу (який можна порівняти зі сталою часу їх нагріву) повинні комутувати струм, що дорівнює амплітудному. Тоді

$$I_{VT} = \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}} (1 + \mu \cos \varphi_n);$$

$$I_{VD} = \frac{I_{\partial n}}{\sqrt{2}} (1 - \mu \cos \varphi_n).$$

Конденсатор на вході АІН з ШІМ сприймає енергію, що надходить від інвертора при наявності у складі його навантаження індуктивності та проти-ЕРС, а також згладжує коливання вхідної напруги АІН. Його ємність [6]

$$C \geq \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\mu_m I_{\partial n}}{f_m \Delta U_d} \sin^2 \frac{\varphi_n - \pi/6}{2},$$

де $\mu_m \approx 1 - 4t_e f_m$ - найбільша можлива глибина модуляції [6]; f_m - найменша можлива частота ШІМ; ΔU_d - допустимі коливання випрямленої напруги; t_e - час відновлення запірних властивостей ключа.

4.3. 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.4.5) 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 $VS2$;
- відкривання ключів у фазах, між якими виникло коротке замикання на виході (наприклад, $VS2$ та $VS3$).

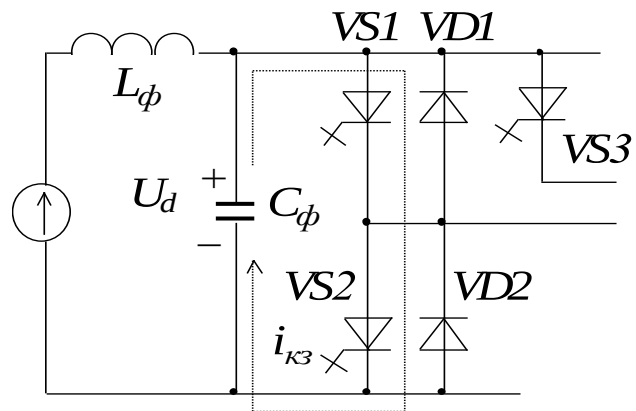


Рис.4.5. Шлях протікання аварійного струму після КЗ на вході

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.

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.4.6) або на вході АІН (L_3) для обмеження струму в процесі вмикання ключа та після КЗ на вході;

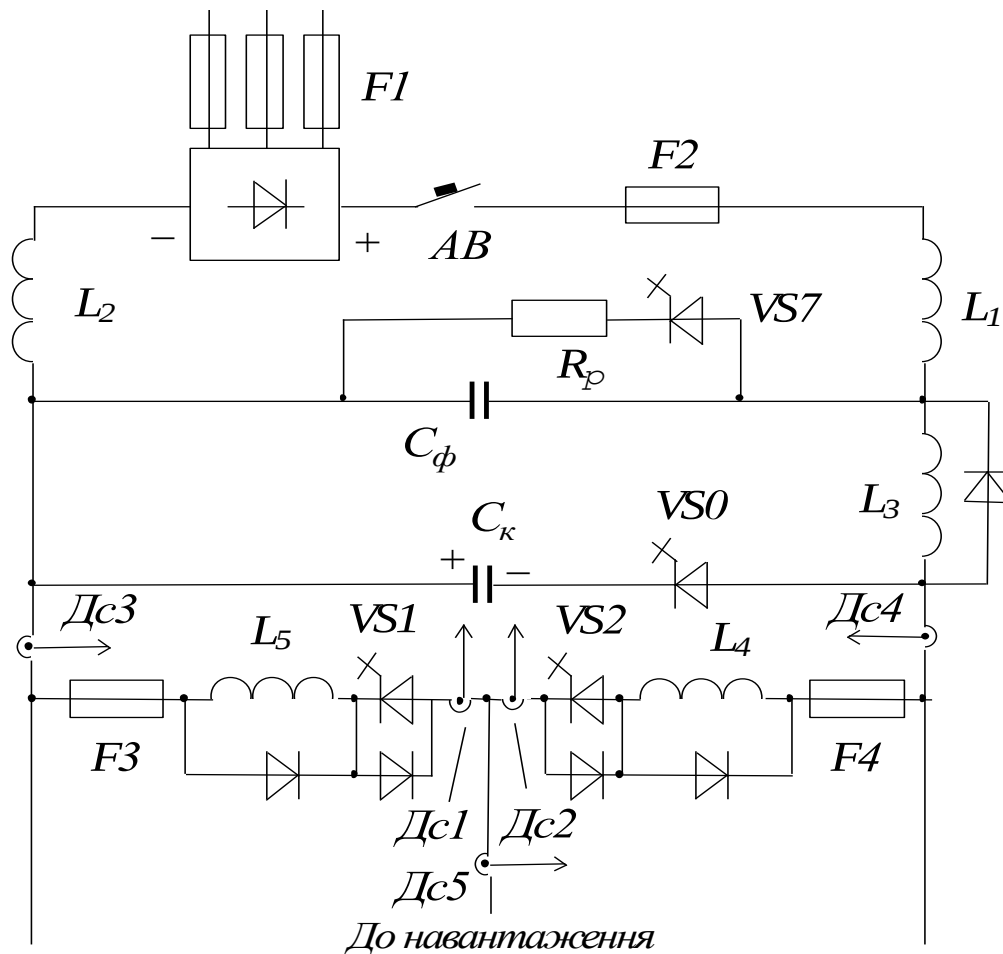


Рис.4.6. Захисні засоби АІН та переривників

- 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;
- 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. Тиристори 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 з датчиками струму $Dc1$ - $Dc4$ 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 з полярністю, позначеною на рис.4.6, відкривання короткозамикача призводить до розряду конденсатора через відкриті тиристори інвертора та їх примусового закривання.

Використання двох датчиків струму на вході АІН ($Dc3, Dc4$) 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. 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

темپ зростання аварійного струму, дати можливість швидше спрацювати швидкодіючій системі захисту та захистити ключі від теплового пробою. Обмежувальні дроселі (L_3 - L_5) майже не використовуються, оскільки *IGBT*-транзистори допускають більші di/dt . Щоб не вносити до контуру КЗ додаткових індуктивностей, роль датчиків струму $Dc3$, $Dc4$ виконують шини постійного струму, або взагалі вимірюються тільки вихідні струми ($Dc5$).

У малопотужних інверторах на біполярних транзисторах для аварійного вимикання іноді використовують захисний транзисторний ключ, який вмикається в коло постійного струму замість вимикача *AB*.

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.4.6);
- 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.

4.4. Способи поліпшення форми вихідної напруги (струму) та енергетичних показників перетворювачів частоти

Несинусоїдність вихідної напруги (струму) ПЧ має наслідком збільшення втрат в електричній машині та появу пульсацій рушійного моменту і швидкості. У частотно-керованих електроприводах використовуються такі способи поліпшення умов живлення двигунів.

- Використання широтно-імпульсної модуляції замість амплітудної та фазової (як в автономних інверторах, так і в БПЧ). Крім того, що частота ШІМ досить висока, вона практично не залежить від вихідної частоти ПЧ і тому вищі гармоніки струму легко фільтруються в усьому діапазоні регулювання. Рекомендується для ПЧ малої та середньої потужності (крім високочастотних).
- Ввімкнення на виході ПЧ т.з. «синусних» фільтрів (у ПЧ з амплітудною модуляцією вони, на жаль, ефективні лише при незмінній вихідній частоті і тому в електроприводі використовуються рідко).
- Використання БПЧ замість ПЧ з амплітудною модуляцією в потужних електроприводах з низькою швидкістю обертання.
- Послідовне з'єднання двох мостів БПЧ у кожній фазі навантаження (зі зсувом напруг живлення подібно до складених випрямлячів [23]). Рекомендується для потужних високовольтних БПЧ.
- Використання окремих інверторів для живлення потужних АД з кількома (n) обмотками статора, зсунутими у просторі на кут $60^\circ/n$ (т.з. 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 більшу частоту. Інвертори можуть отримувати живлення від спільного джерела. На рис.4.7 зображені осі обмоток статора АД з двома обмотками (а), а також схеми вмикання інверторів струму (б) та напруги (в).

- Придушення окремих найбільш небезпечних гармонік вихідного струму АІН з ШІР шляхом відповідного розташування інтервалів вимикання ключів β .

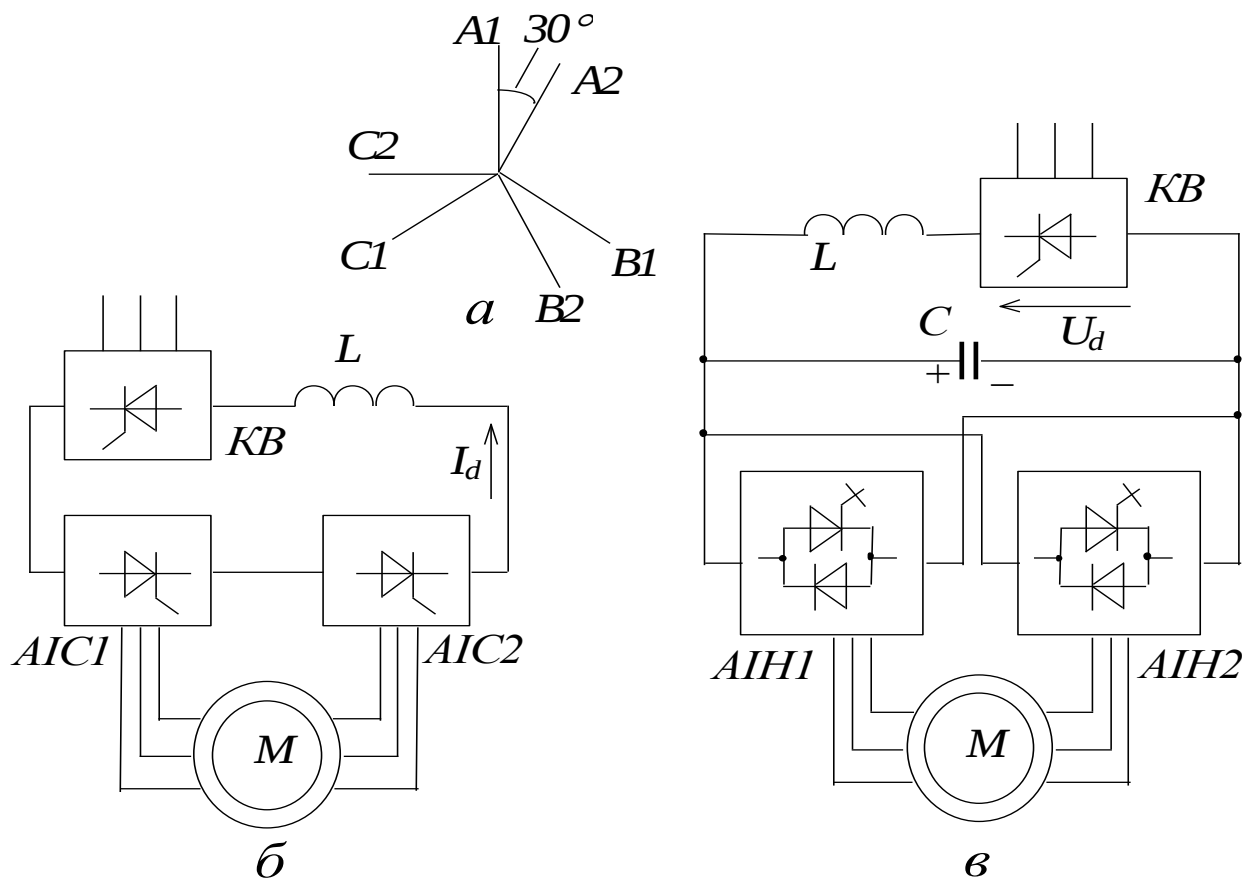


Рис.4.7. ПЧ для живлення АД з розщепленими обмотками статора

Необхідність підвищення енергетичних показників ПЧ обумовлена насамперед низьким коефіцієнтом потужності більшості перетворювачів та наявністю вищих гармонік у споживаному ними струмі. Можливі такі шляхи поліпшення енергетичних показників.

- Відмова від одноопераційних тиристорів зі схемами штучної комутації на користь цілком керованих ключів з метою зменшення комутаційних втрат.
- Використання у входних перетворювачах двоступеневих ПЧ примусової комутації (у тому числі широтно-імпульсної) замість природної з метою наближення $\cos \varphi$ до одиниці і навіть отримання випереджуючого вхідного струму.
- Інвертування гальмівної енергії до мережі замість скидання її до розрядного резистора.

- Використання АІН з ШІР або ШІМ з некерованими випрямлячами для підвищення коефіцієнту потужності.
- Вмикання струмообмежувальних реакторів з боку мережі або згладжувального дроселя до кола випрямленого струму двоступеневих ПЧ з метою зменшення викривлень (у тому числі комутаційних) споживаного з мережі струму.
- Групове живлення кількох АІН від спільного джерела живлення. Це забезпечує зменшення габаритної потужності цього джерела внаслідок не одночасного навантаження окремих інверторів та обміну гальмівною енергією між ними, минаючи джерело. Якщо зсунути у часі моменти комутації АІН, можна також зменшити пульсації випрямленого струму та габарити фільтру.
- Використання складених схем керованого випрямляча та веденого інвертора, а також БПЧ для покращення форми споживаного з мережі струму (в потужних електроприводах).
- Вибір оптимальної частоти ШІМ з метою мінімізації сумарних втрат у двигуні та ключах.

Контрольні запитання

1. Скільки ключів одночасно відкрито у двоступеневому ПЧ, побудованому на основі трифазних мостових випрямляча та АІС?
2. Що є причиною виникнення великих аварійних струмів після короткого замикання в АІН?
3. Чому поліпшення форми вихідного струму АІН з амплітудною модуляцією за допомогою вихідних (синусних) фільтрів неефективне?
4. Як змінюються середні струми тиристорів та діодів АІН зі збільшенням кута навантаження?
5. Запишіть рівняння балансу потужностей автономного інвертора.
6. Як потрібна ємність конденсатора в колі постійного струму АІН з ШІМ змінюється зі збільшенням частоти модуляції?

7. Яке призначення дроселів, увімкнених послідовно з кожним тиристором АІН (рис.4.5)?

Відповіді

1: чотири; 2: наявність у колі постійного струму конденсатора великої ємності; 3: тому що зі зміною вихідної частоти змінюються і частоти вищих гармонік вихідної напруги; 4: струм тиристорів зменшується, діодів - збільшується; 5: рівняння (4.1); 6: зменшується; 7: обмеження темпу зростання аварійних струмів.

5. БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

5.1. Загальні відомості

Безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), ПЧ з безпосереднім зв'язком або циклоконвертори - особливий клас ПЧ, які здійснюють перетворення частоти без операції випрямлення (на відміну від розглянутих раніш інверторних ПЧ). БПЧ вмикаються до 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 відміною БПЧ від ПЧ з інверторами є 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 напівперіодів (однотактні, або нульові, та двотактні, або мостові);
- спосіб комутації силових ключів (природна комутація або примусова);
- спосіб керування комплектами БПЧ з природною комутацією (сумісне або роздільне);
- спосіб регулювання рівня вихідної напруги (фазова модуляція в БПЧ з природною комутацією та ШІМ у БПЧ з примусовою модуляцією);
- форма задавальної напруги (синусоїдна, прямокутна, трапецієвидна, ступінчаста тощо);
- пульсність вихідної напруги (кількість пульсацій вихідної напруги за період живильної напруги).

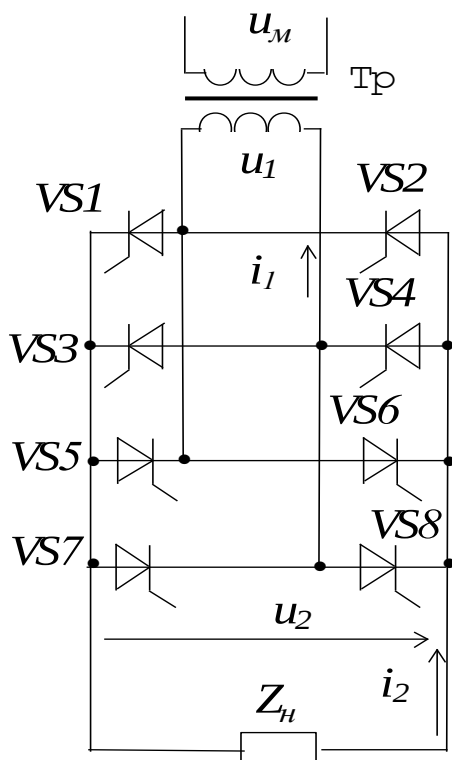


Рис.5.1. Мостовий
однофазно-однофазний
БПЧ

Найбільш поширені БПЧ з природною комутацією, роздільним керуванням комплектами та трифазним виходом.

5.2. Силлові схеми БПЧ

Розглянемо найбільш поширені схеми БПЧ.

На рис.5.1 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 показуватимуться, оскільки більшість сучасних БПЧ з природною комутацією мають роздільне керування. У БПЧ з примусовою комутацією замість одноопераційних тиристорів використовуються цілком керовані ключі.

Нульовий трифазно-однофазний БПЧ показаний на рис.5.2,а. У ньому тиристори $VS1 - VS3$ утворюють групу позитивного напрямку струму навантаження, а $VS4 - VS6$ - групу негативного напрямку.

Трифазно-однофазний мостовий БПЧ (рис.5.2,б) складається з двох зустрічно-паралельних мостів ($VS1 - VS6$ та $VS7 - VS12$).

Більш складними є схеми БПЧ з трифазним виходом. Найпростіший з них - нульовий (рис.5.3). Кожна з фаз навантаження живиться від трифазно-однофазного БПЧ, ідентичного схемі рис.5.2,а. Керування *БПЧА*, *БПЧВ*, *БПЧС* здійснюється таким чином, щоб їх вихідні напруги були зсунуті в часі одна від одної на дві третини періоду їх зміни. Використовується також варіант цієї схеми без нульового проводу.

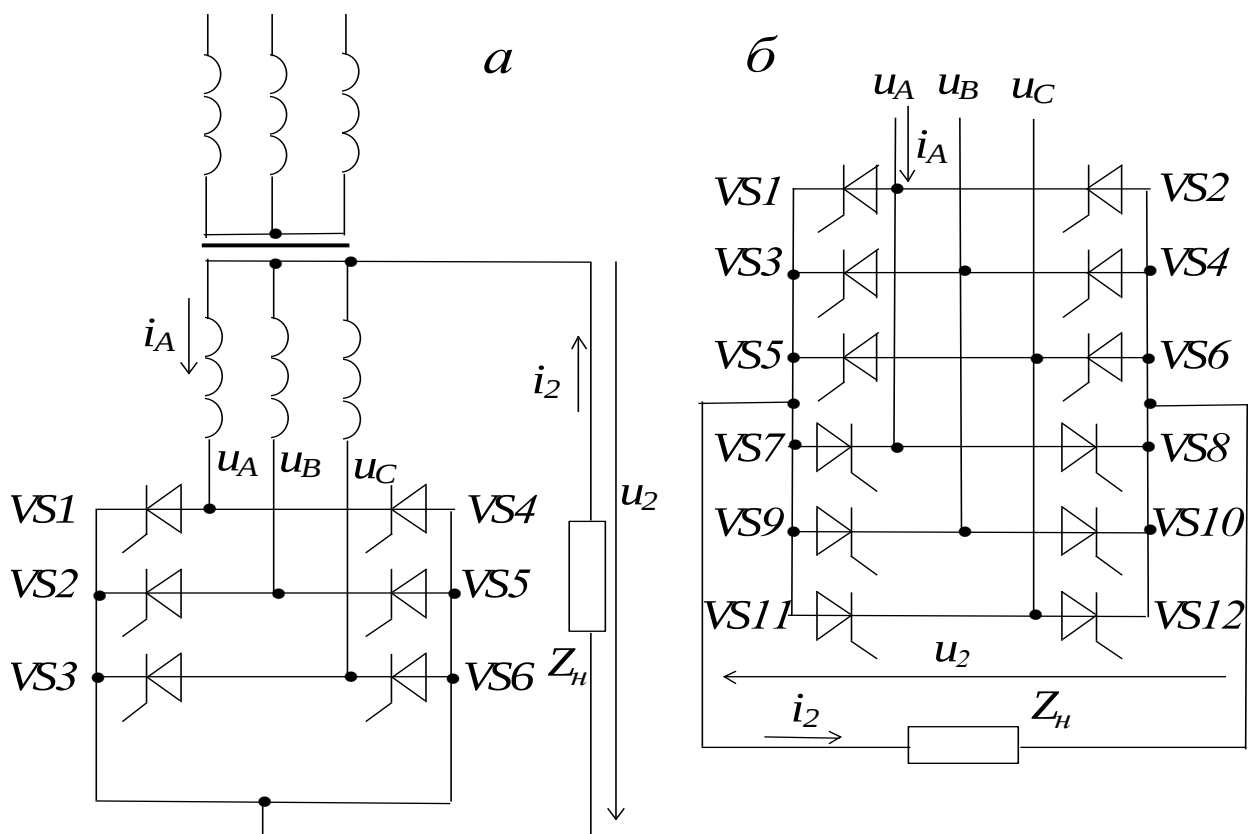


Рис.5.2 Трифазно-однофазні БПЧ

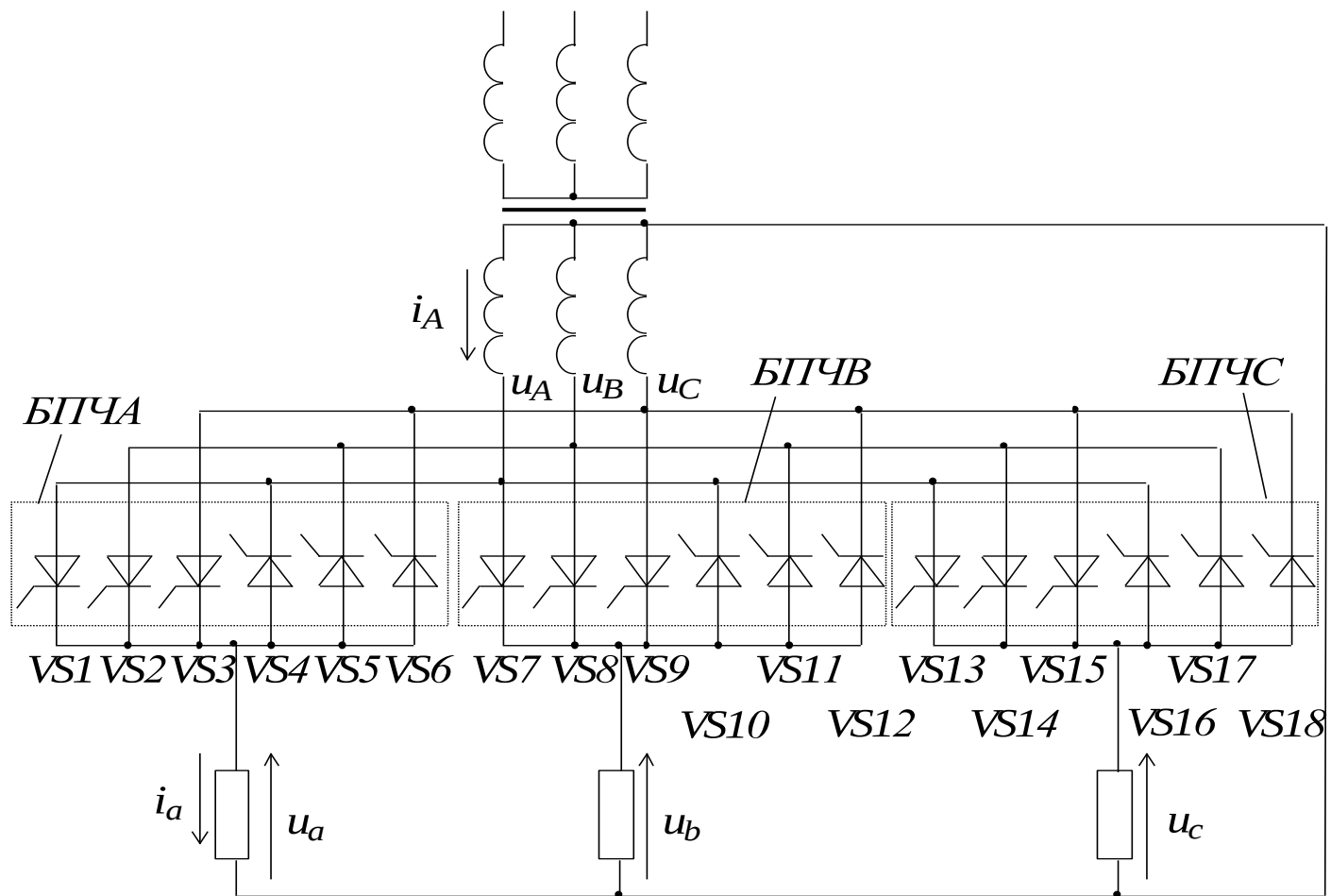


Рис.5.3. Трифазно-трифазный нулевой БПЧ

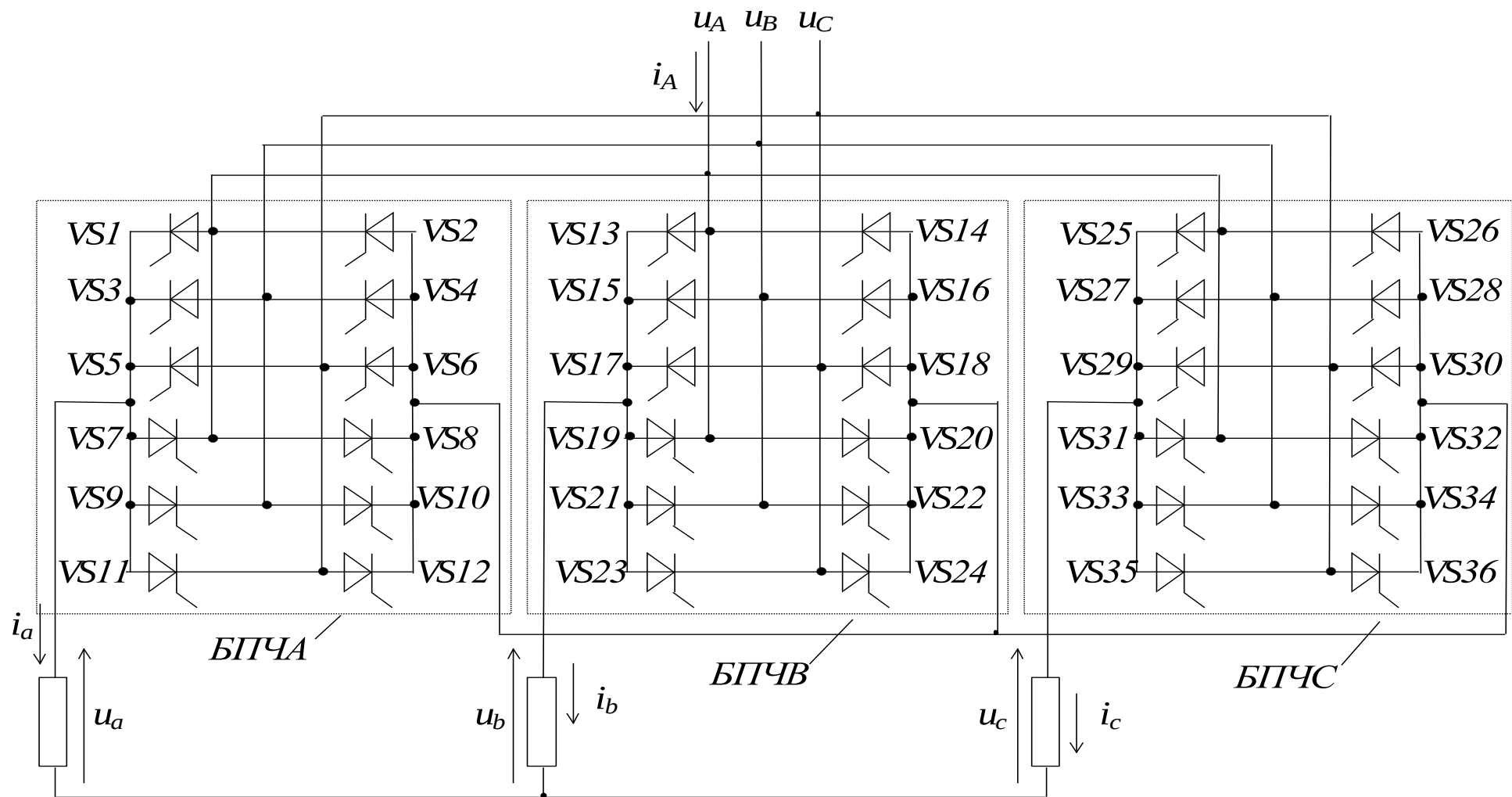


Рис.5.4. Мостовой трифазно-трифазный БПЧ

Мостовий трифазно-трифазний БПЧ зі спільним живленням мостів та потенційно зв'язаними фазами навантаження зображений на рис.5.4. Як і у всіх мостових схем, можливе безтрансформаторне живлення від мережі. Якщо окремі трифазно-однофазні БПЧ живляться від окремих трансформаторів або окремих вторинних обмоток, матимемо БПЧ з потенційно розділеними фазами трансформатора (використовується переважно при спільному керуванні для обмеження зрівнювальних струмів та зменшення взаємного впливу БПЧ при комутації).

Іноді виникає необхідність у потенційному розділенні фаз навантаження. На рис.5.5 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.5.4. Фактично це два окремих трифазно-однофазних БПЧ, які працюють незалежно один від одного і пов'язані лише через систему керування та через спільну живильну мережу. Так само реалізуються і БПЧ з 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 (послідовним або паралельним вмиканням мостів у кожній фазі навантаження). Подвоєння кількості фаз на виході БПЧ отримується шляхом використання двигунів з 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.

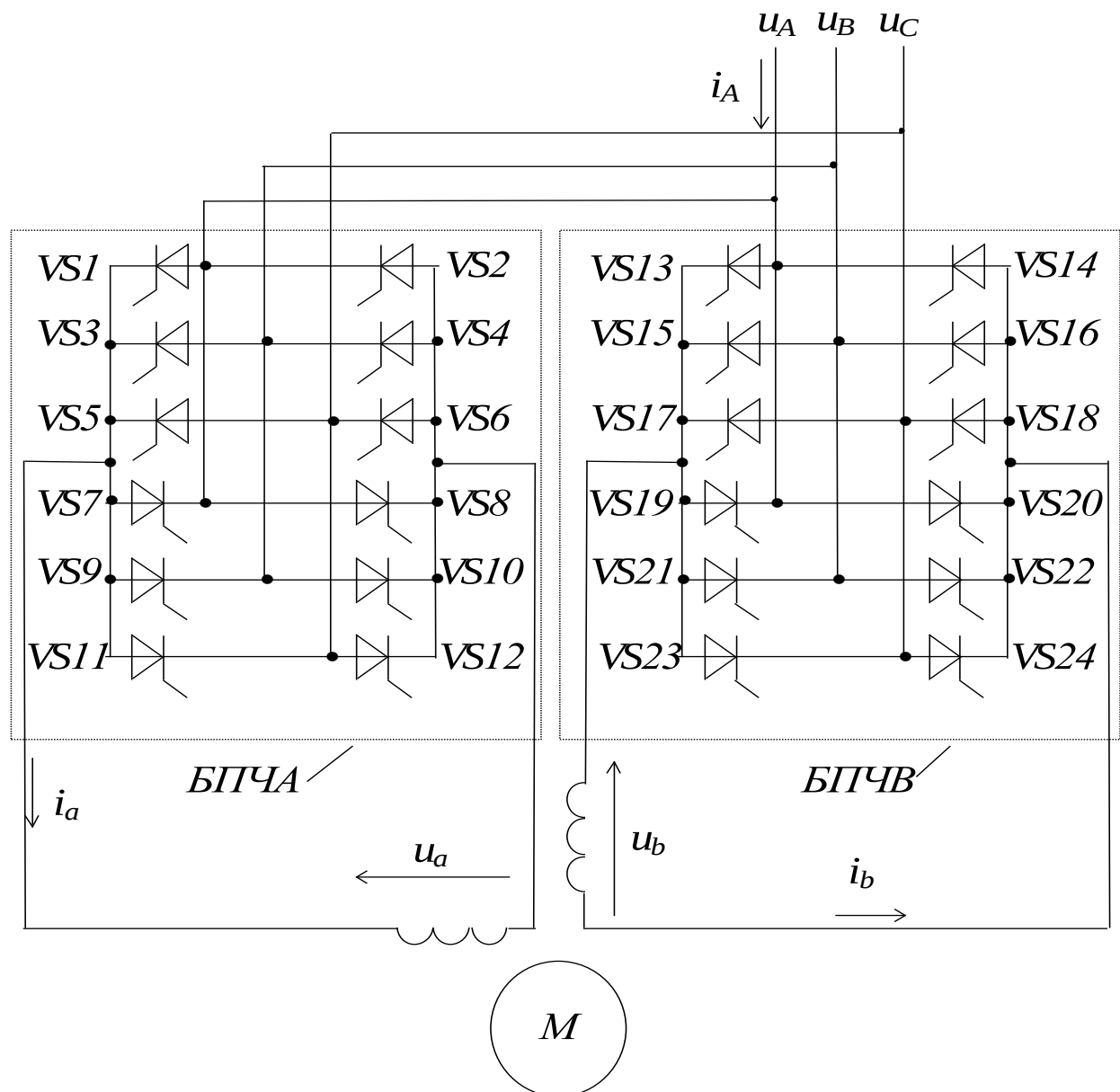


Рис.5.5. Трифазно-двофазний мостовий БПЧ з потенційно відокремленими фазами навантаження

З усіх розглянутих схем БПЧ видно, що кожна з фаз мережі з'єднується з кожною з фаз навантаження через пару тиристорів, ввімкнених зустрічно-паралельно (наприклад, $VS1$ та $VS7$ на рис.5.5). Тому іноді в разі використання тиристорів (одно- та двоопераційних), а також $IGBT$ -транзисторів силову схему БПЧ складають з двоключових модулів (рис.5.6,а). Два зустрічно-паралельні одноопераційні тиристори (рис.5.6,а) можуть бути замінені одним симістором. Біполярні транзистори, менш стійкі до зворотної напруги, вмикають за схемою рис.5.6,в, г.

5.3. Принцип дії БПЧ з природною комутацією

Електромагнітні процеси в БПЧ з природною комутацією протікають подібно до процесів у керованих випрямлячах. Специфічним є лише періодична зміна кута керування та обумовлений цим знакозмінний характер вихідної напруги. Найбільш про-

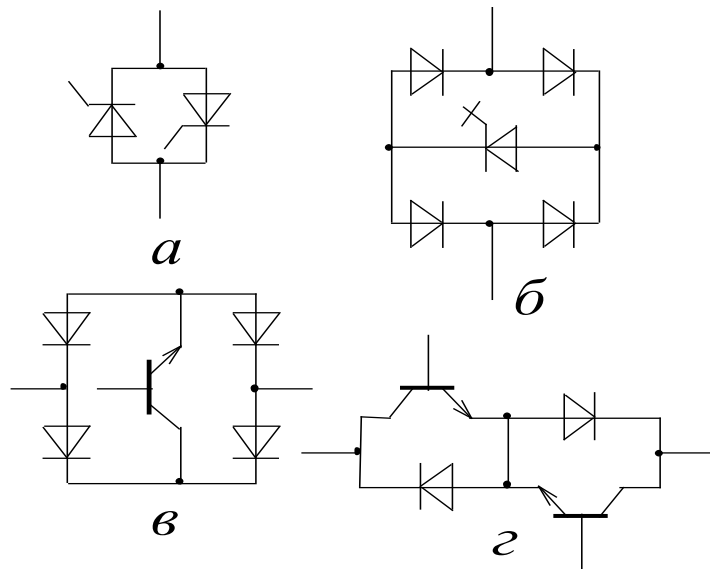


Рис.5.6. Ключі з двобічною провідністю

стим з точки зору принципу дії є БПЧ з прямокутною формою задавальної напруги. Розглянемо принцип формування вихідної напруги на прикладі трифазно-однофазної нульової схеми (рис.5.2,а).

На рис.5.7 зображені часові діаграми для випадку, коли напівхвиля вихідної напруги u_2 складається з двох напівхвиль живильної. Катодна та анодна групи працюють по черзі. Позитивна напівхвиля формується тиристорами $VS1 - VS3$, негативна - $VS4 - VS6$. 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.

При активно-індуктивному навантаженні вихідний струм відстає від вихідної напруги. Тому в процесі зниження струму, коли його знак не співпадає зі знаком миттєвої напруги, робоча група повинна переводитися до інверторного режиму (наприклад, катодна група на інтервалі часу $t_1 - t_2$). Залежно від параметрів навантаження процес зниження струму може тривати і кілька пульсів вхідної напруги. Для зміни знаку вихідного струму необхідно, що замість одного ключа (наприклад, $VS5$) відкрився паралельний йому ($VS2$, див. рис.5.7).

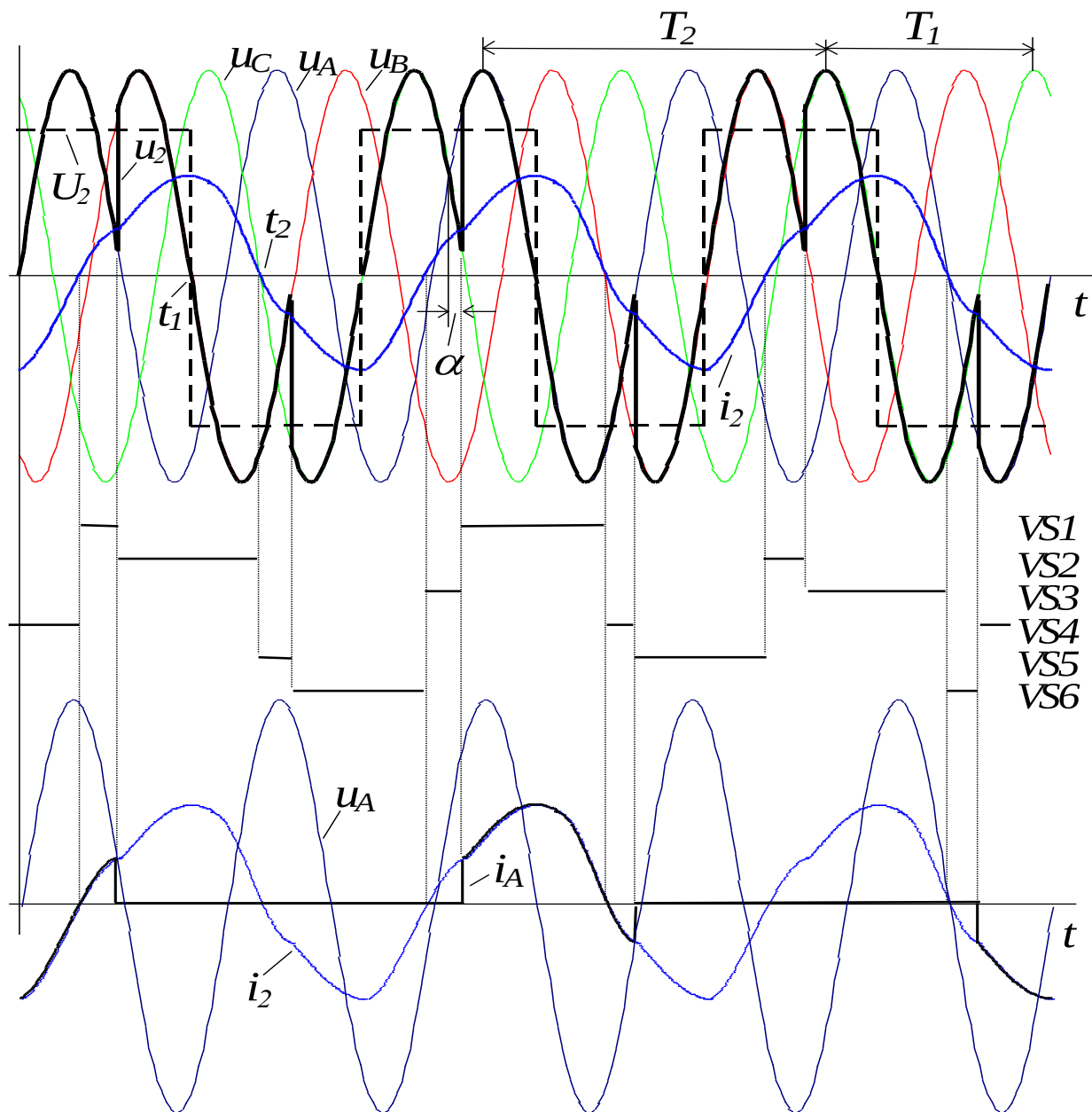


Рис.5.7. Часові діаграми трифазно-однофазного нульового

БПЧ з прямокутною модуляцією $\left(f_2 = \frac{3}{5} f_1\right)$

Щоб зменшити частоту вихідної напруги, її складають з більшої кількості напівхвиль вхідної (рис.5.8). У загальному випадку для будь-якої схеми БПЧ вихідна частота може отримувати дискретні значення

$$f_2 = \frac{f_1 p}{2(n-1) + p}, \quad (5.1)$$

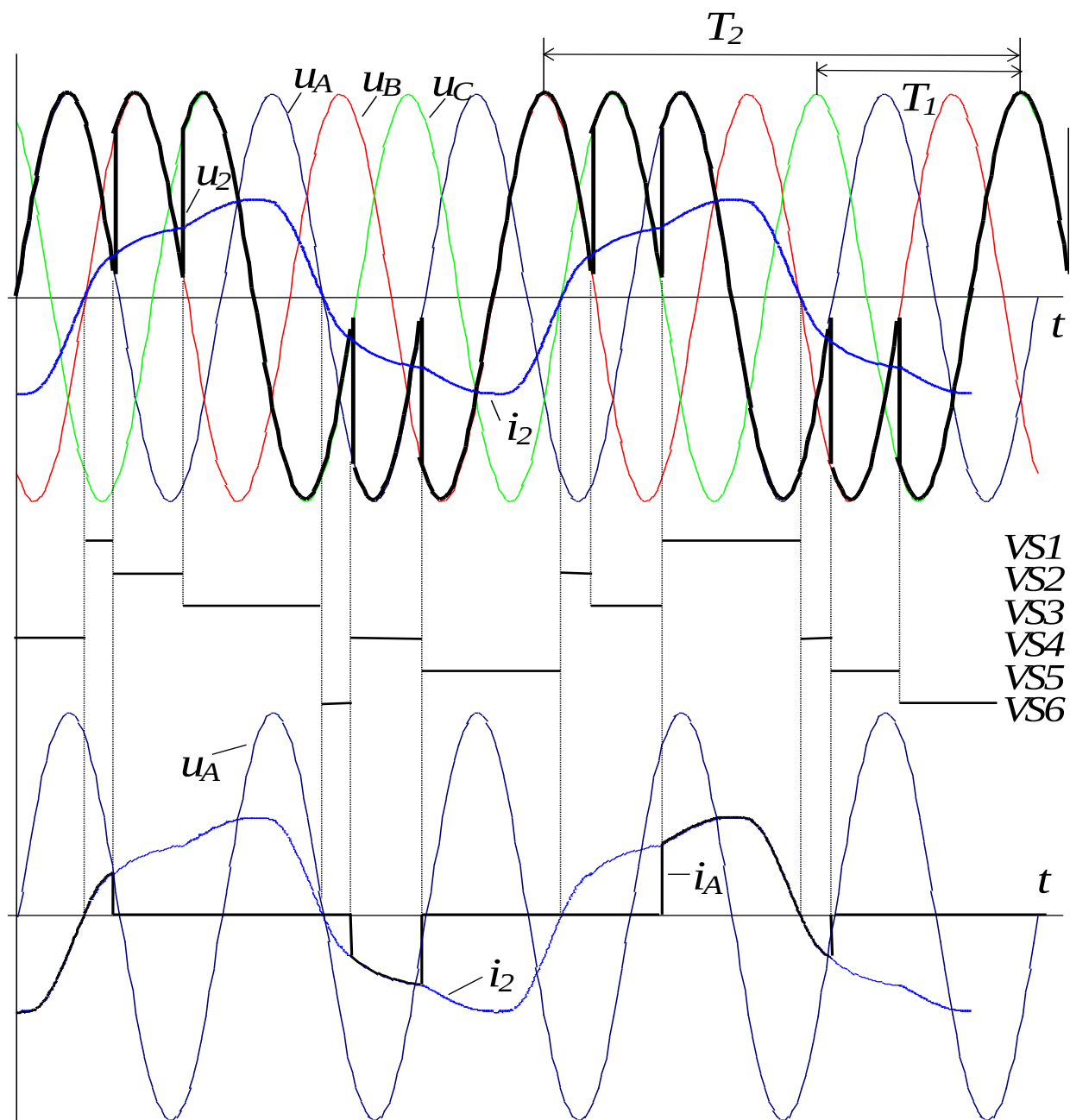


Рис.5.8. Часові діаграми трифазно-однофазного нульового БПЧ

з прямокутною модуляцією $\left(f_2 = \frac{3}{7}f_1\right)$

де f_1 - частота живильної мережі; p - пульсність схеми (тобто кількість пульсацій вихідної напруги протягом напівперіоду вхідної); n - кількість напівхвиль живильної напруги в напівхвилі вихідної.

Із формули (5.1) і рис.5.7 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.5.3

$n \geq 3$, а $f_2 \leq 0,43 f_1$, для схеми рис.5.4 $n \geq 6$, 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.5.7 через U_2 позначена середня за напівперіод 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 напруг при $\alpha=0$ (те саме, що U_{d0} для керованого випрямляча).

На рис.5.7, 5.8 рівень напруги U_2 протягом її напівперіоду незмінний завдяки незмінності кута керування. Тому форма U_2 - прямокутна, а БПЧ, керований таким чином, називають БПЧ з 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 при зменшенні вихідної частоти, порівн. рис.5.7 та 5.8).

Форма фазного струму, споживаного БПЧ з однофазним виходом, має дуже складний характер (див. струм i_A на рис.5.7 та 5.8), 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 в цій фазі відкритий і чи відкритий взагалі). По-друге, він протікає не на кожному напівперіоді живильної напруги (що особливо характерно для однофазних БПЧ). 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 з 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 при синусоїдній задавальній напрузі. При цьому, однак, система керування БПЧ буде найскладнішою (цілком подібною до СІФК реверсивних випрямлячів).

При синусоїдній 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.5.9). Форма вихідного струму (особливо при досить низьких вихідних частотах) 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 напівперіоді живильної напруги (рис.5.10).

Процеси в БПЧ з 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, в *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.

При певних співвідношеннях вхідної та вихідної частот в БПЧ виникають деякі неприємні явища. Так, якщо

$$f_2 = \frac{f_1}{2km_2}, \quad (5.2)$$

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.5.7-5.9, силові ключі мають неоднакові тривалості провідного стану, що призводить до їх нерівномірного навантаження. Тільки коли

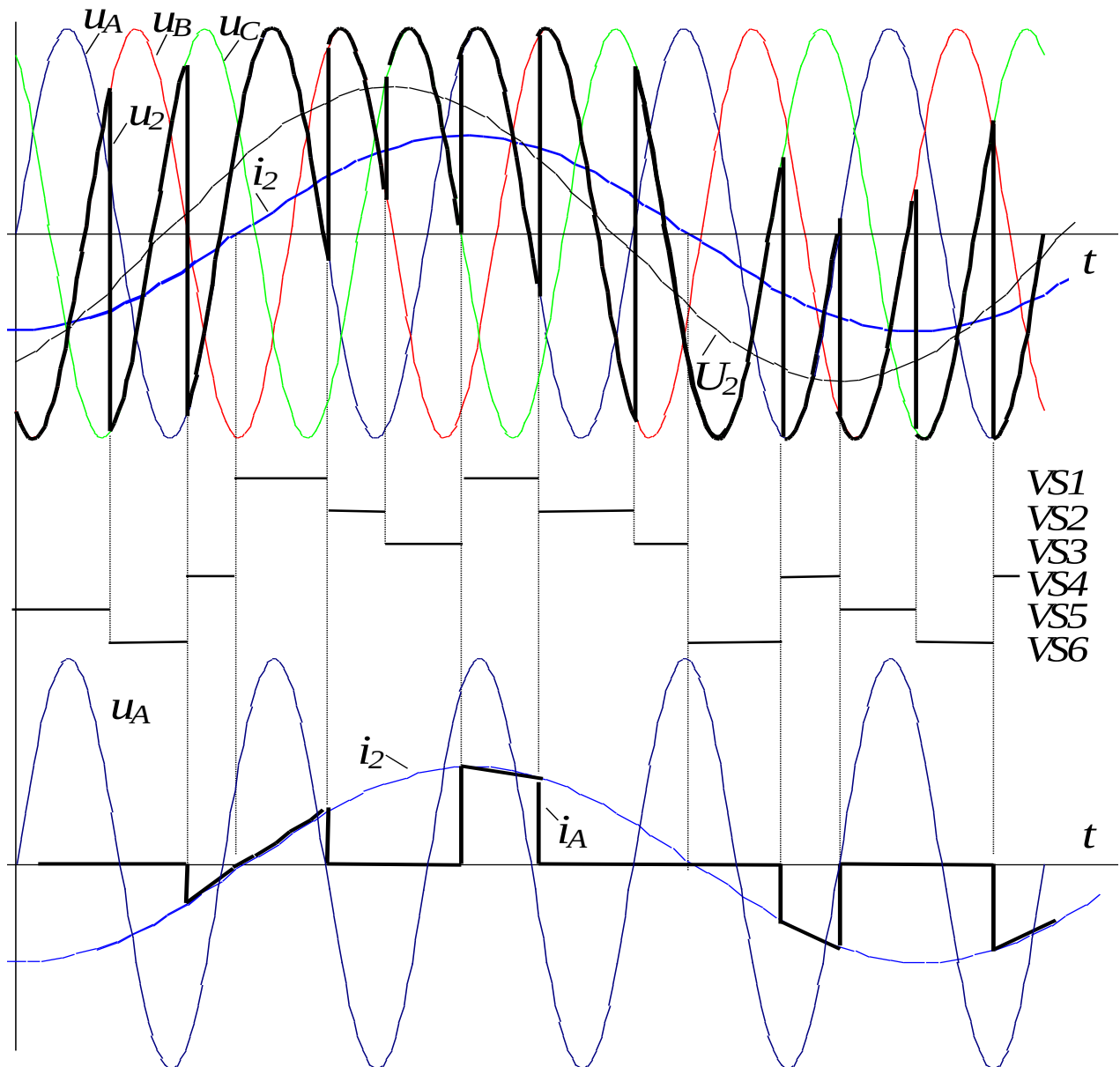


Рис.5.9. Часові діаграми трифазно-однофазного нульового БПЧ з синусоїдною модуляцією

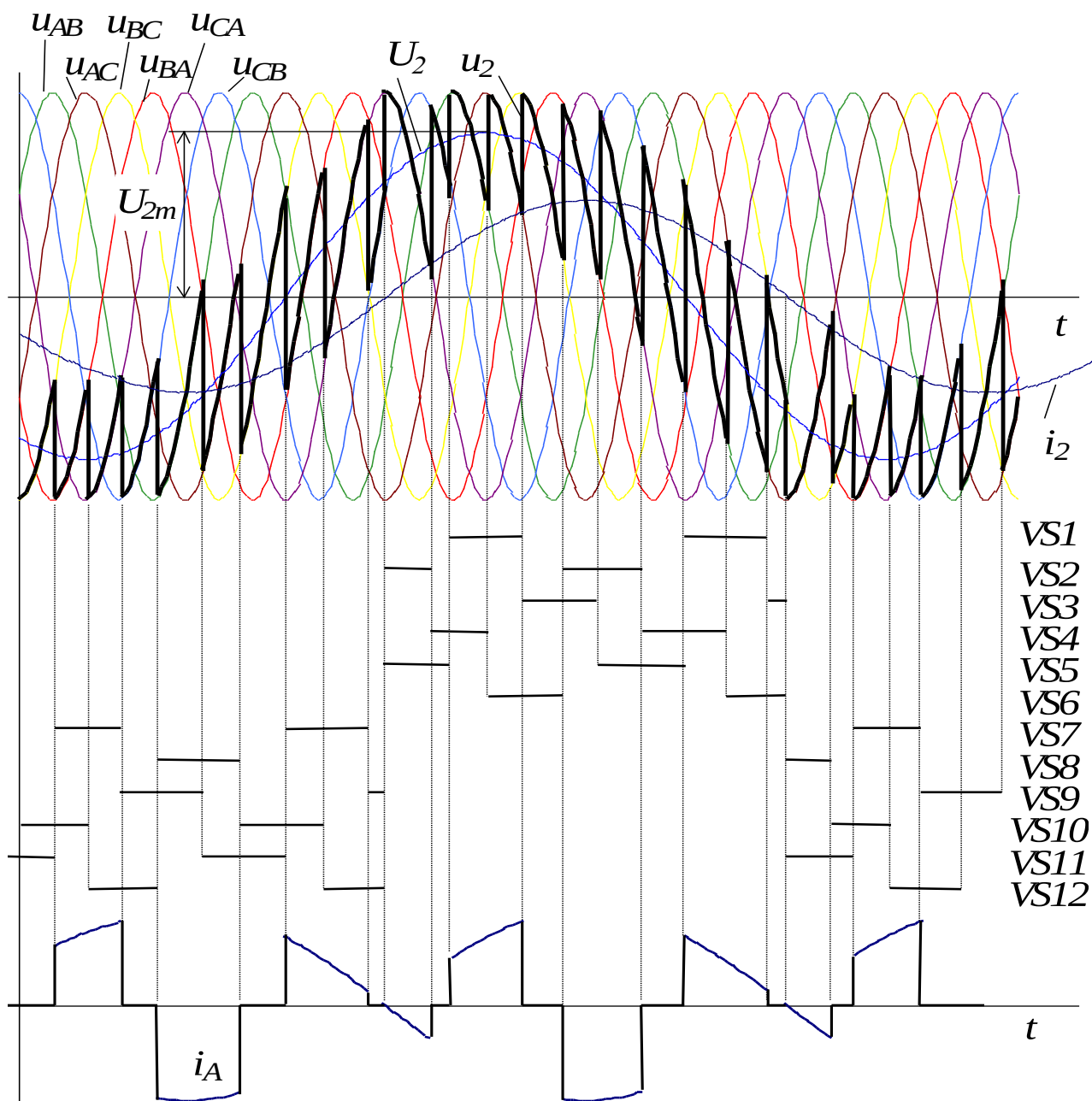


Рис.5.10. Часові діаграми трифазно-однофазного мостового БПЧ ($f_2 = f_1/4$)

$$f_2 = \frac{f_1}{km_1}, \quad (5.3)$$

нерівномірність відсутня. До речі, при синусоїдній модуляції завантаження ключів більш рівномірне.

Субгармоніки у споживаному струмі відсутні лише тоді, коли [13]

$$f_2 = \frac{f_1 p}{2k}. \quad (5.4)$$

У співвідношеннях (5.2)-(5.4) m_1 , m_2 - кількість фаз на вході та на виході БПЧ; $k = 1, 2, 3, \dots$

Якщо механізм не потребує плавного і тривалого регулювання швидкості в усьому діапазоні і працює лише на кількох усталених швидкостях (це характерно, наприклад, для багатьох вантажопідйомних машин), використовують тільки ті вихідні частоти БПЧ, які відповідають умовам (5.3), (5.4) і не відповідають умові (5.3). Це забезпечує відсутність субгармонік і підмагнічування трансформатора, а також рівномірність завантаження ключів.

При роботі БПЧ на проти-ЕРС (при живленні від них двигунів змінного струму), як і у випрямлячах, можливе виникнення режиму переривистих струмів. Він більш імовірний при низьких вихідних частотах та напругах, коли кут керування великий. Унаслідок синусоїдної 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 випрямлячі, відбувається без жодних проблем завдяки наявності у його складі назустріч-паралельних комплектів тиристорів, які забезпечують протікання струму в обох напрямках. Навіть при активно-індуктивному навантаженні 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.5.7), збільшиться настільки, що обидва комплекти тиристорів працюватимуть переважно в інверторному режимі, рекуперуючи енергію до мережі.

5.4. Коефіцієнт потужності БПЧ з природною комутацією

Коефіцієнт потужності БПЧ з 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 випрямлячі, 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 з однофазним виходом та синусоїдною модуляцією вихідної напруги:

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cos \varphi_n, \quad (5.5)$$

де $\mu = U_{2m}/U_{2m0}$ - коефіцієнт модуляції вихідної напруги; U_{2m} - амплітуда середньої вихідної напруги (рис.5.10); $\cos \varphi_n = P_n/S_n$ - 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 при активно-індуктивному його характері можна знайти, як

$$\cos \varphi_H = \frac{R_H}{\sqrt{R_H^2 + (\omega_2 L_H)^2}}.$$

Якщо навантаженням є електрична машина змінного струму, $\cos \varphi_H$ визначається виходячи з параметрів схеми її заміщення при відомих частоті живлення та ковзанні. До речі, характер реактивного навантаження (індуктивний або ємнісний), на рівень χ не впливає.

У [16] наведені результати чисельних розрахунків коефіцієнту потужності БПЧ з трифазним виходом для різних законів модуляції (рис.5.11, 5.12).

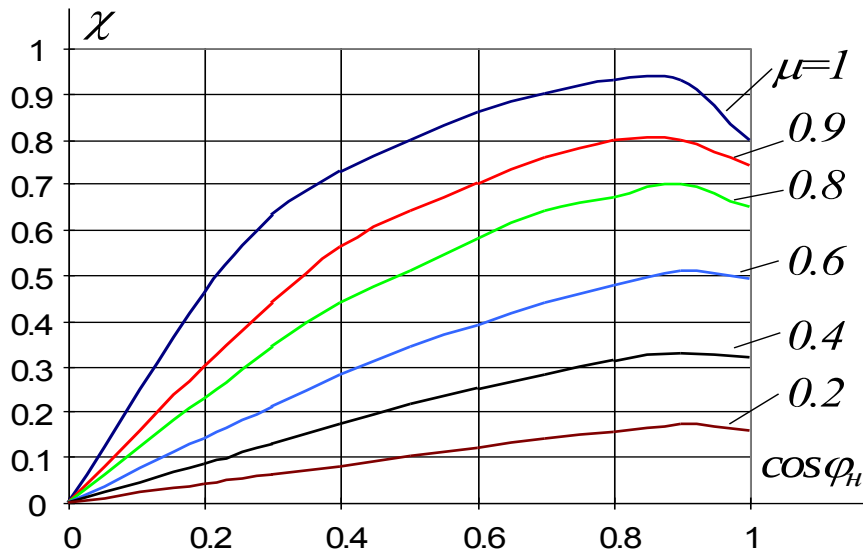


Рис.5.11. Коефіцієнт потужності БПЧ з трифазним виходом при прямокутній модуляції

Суцільні лінії на рис.5.12 відповідають БПЧ з трифазним виходом, пунктирні - з однофазним. Як видно з рис.5.12, у БПЧ з трифазним виходом χ вищий, ніж з однофазним. Для прямокутної модуляції характерні більші коефіцієнти потужності, ніж для синусоїдної, внаслідок відсутності інтервалів часу з $\alpha \approx 90^\circ$.

При зменшенні коефіцієнта модуляції (тобто рівня вихідної напруги) практично пропорційно зменшується і χ .

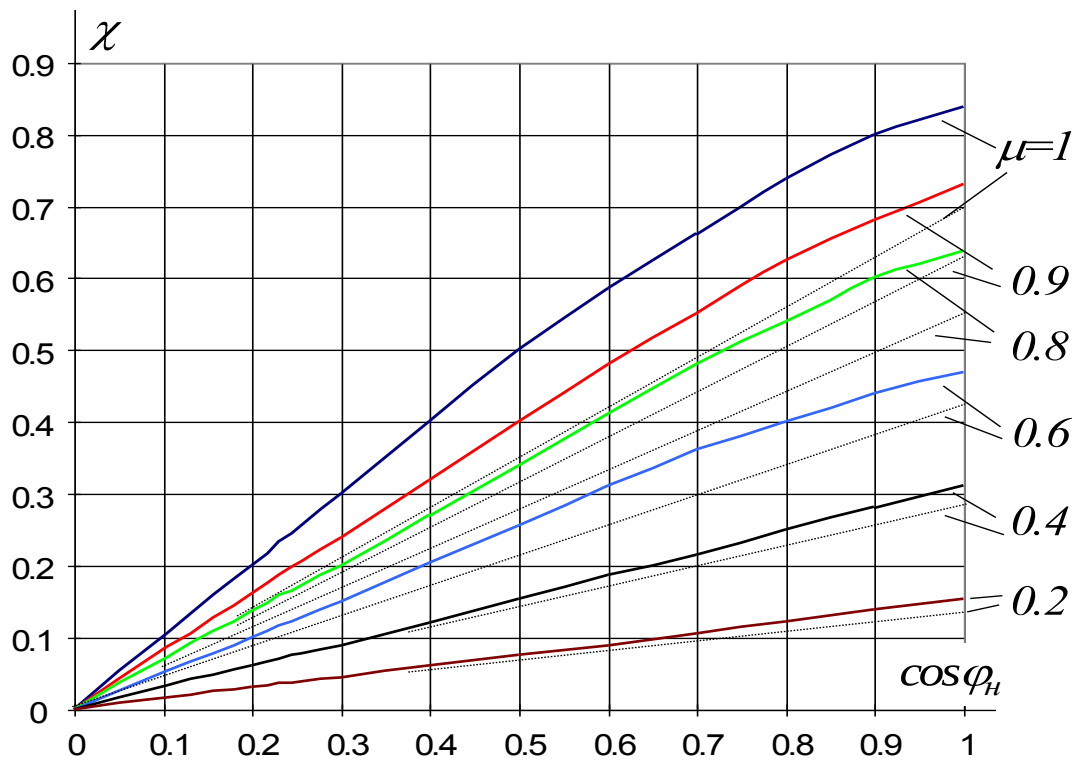


Рис.5.12. Коефіцієнт потужності БПЧ
при синусоїдній модуляції

Оскільки при керуванні асинхронними машинами зменшення частоти їх живлення повинно супроводжуватись і зменшенням напруги, коефіцієнт потужності асинхронних глибокорегульованих електроприводів з БПЧ дуже низький (навіть нижчий, ніж у електропривода постійного струму з керованими випрямлячами). Тому БПЧ з природною комутацією використовуються переважно для отримання таких низьких частот, які в інверторних ПЧ недосяжні (потужні низькошвидкісні електроприводи млинів, вентиляторів, деяких прокатних станів, рольгангів тощо).

5.5. Керування БПЧ з природною комутацією

Як уже було сказано, при керуванні БПЧ використовують різні способи модуляції кута керування (синусоїдний, 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 подібний, у побудові систем керування випрямлячів та БПЧ з 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.

Використовуються два основні способи побудови систем керування багатофазних БПЧ з 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 з трьох однофазних БПЧ ідентичні СІФК реверсивного випрямляча. Існує два різновиди таких систем:
 - три синусоїдні 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 ззовні 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 в сучасних БПЧ використовують найчастіше принцип роздільного керування.

Розглянемо структуру системи другого типу (рис.5.13) як найбільш специфічної для БПЧ, на прикладі силової схеми рис.5.3.

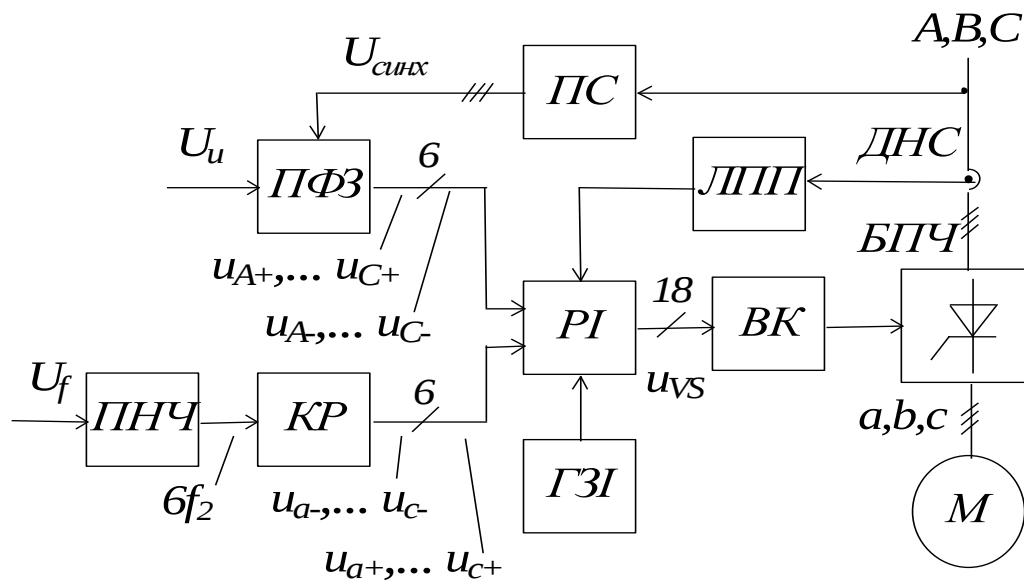


Рис.5.13. Система керування з роздільними каналами регулювання напруги та частоти

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). Їх фазовий зсув відносно точок природної комутації задається завданням на напругу U_u (рис.5.14).

Робота *ПФЗ* синхронізована з мережею за допомогою пристрою синхронізації *ПС*.

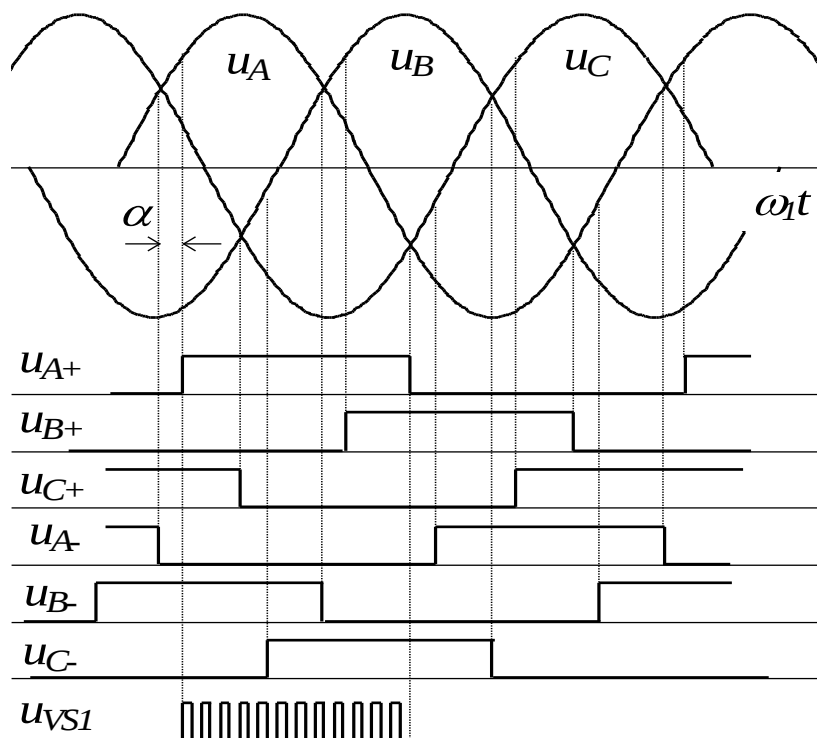


Рис.5.14. Часові діаграми *ПФЗ*

До каналу регулювання частотою входить перетворювач «напруга-частота» *ПНЧ* та кільцевий розподільник *КР*. До входу *ПНЧ* надходить напруга U_f , рівень якої пропорційний заданій вихідній частоті f_2 . *ПНЧ* перетворює цю напругу послідовність імпульсів з частотою $6f_2$. Кільцевий

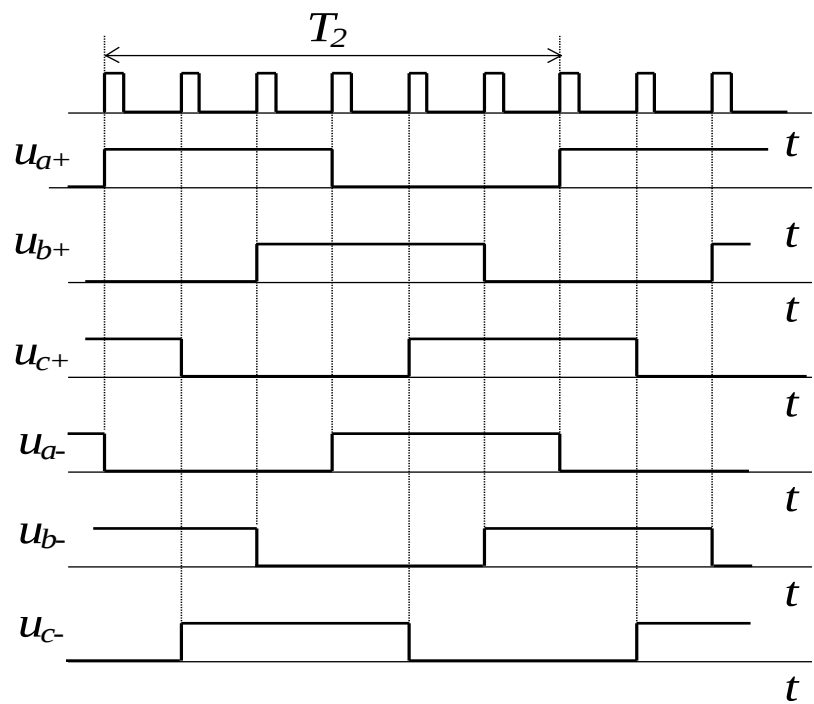


Рис.5.15. Часові діаграми кільцевого розподільника

розподільник формує шість послідовностей імпульсів з частотою f_2 , зсунутих один від одного на дві третини періоду вихідної напруги (рис.5.15).

До входу розподільника імпульсів *PI*, 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 в тиристорах та потужності вихідних каскадів *БК*. Вихідні сигнали розподільника імпульсів u_{VS} є керуючими для 18 тиристорів *БПЧ*. Наприклад, для тиристорів *VS1* та *VS5* керуючі сигнали отримується 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 напівхвилі вихідної напруги фази *a*, а *VS5* - у формуванні негативної напівхвилі тієї ж напруги.

Керуючі імпульси мають форму, подібну до зображеної в нижній частині рис.5.14. Через вихідні каскади ці імпульси подаються до керуючих електродів тиристорів.

Логічний перемикальний пристрій *ЛПП* з датчиком нуля струму *ДНС* забезпечують роздільне керування зустрічно-паралельними тиристорними комплектами.

5.6. Вибір силових елементів БПЧ з 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.5.1); I_{21} - діюче значення першої гармоніки фазного вихідного струму БПЧ (у більшості випадків можна прийняти рівним допустимому пусковому струму двигуна).

Таблиця 5.1

Спосіб модуляції	$k_{iV} = I_V / I_{21}$	$k_{U1} = U_{1\phi} / U_{21}$
Синусоїдний	$\frac{\sqrt{2}}{m_1 \pi} = \frac{0,451}{m_1}$	$\frac{\sqrt{2}}{k_{Ucx} \mu_m}$
Прямокутний: $\cos \varphi_n = 1$	$\frac{\pi}{4 m_1 \sqrt{2}} = \frac{0,556}{m_1}$	$\frac{\pi}{2 \sqrt{2} k_{Ucx} \mu_m}$
$\cos \varphi_n = 0$ (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.5.1 $k_{Ucx}=1,17$ для трифазної нульової схеми, 2,34 - для трифазної мостової і 4,68 для шестифазної нульової; $\mu_m = 0,85...0,9$ - 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

$$U_{1\phi} = U_{21} k_{U1},$$

де U_{21} - діюче значення першої гармоніки фазної напруги на виході БПЧ; k_{U1} - коефіцієнт, який залежить від схеми БПЧ та способу модуляції кута керування (табл.5.1).

Типову потужність силового трансформатора можна знайти, виходячи з номінальної потужності навантаження (двигуна) $P_{\partial n}$ та середньовзваженому коефіцієнта потужності БПЧ (див. п.5.4):

$$S_m = \frac{P_n}{\chi} = \frac{P_{\partial n}}{\chi(1 - \eta_{\partial n})},$$

де $\eta_{\partial n}$ - номінальний ККД двигуна.

ККД БПЧ при розрахунках можна не враховувати.

5.7. БПЧ з примусовою комутацією: принципи формування вихідної напруги

При використанні в БПЧ цілком керованих ключів з'являється ряд дуже важливих додаткових можливостей:

- знімається обмеження на діапазон можливої роботи ключів, характерний для всіх перетворювачів з 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 при позитивній напрузі 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 з 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 переривачах та АІН.

Силові схеми БПЧПК (тобто способи з'єднання тиристорів) нічим не відрізняються від розглянутих в п.5.2.

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.5.16 зображена вихідна напруга АІН-типу з частотою, меншою вхідної для схеми рис.5.2,а. Кожна напівхвиля вихідної напруги складається з верхівок фазних вхідних напруг. Регулювання рівня вихідної напруг можливе шляхом широтно-імпульсної модуляції (одно- або двополярної) подібно до АІН з ШІМ. Якщо частота ШІМ досить велика, можна отримати вихідну частоту, меншу від вхідної (рис.5.17).

Змінюючи протягом періоду T_2 тривалість імпульсів миттєвої вихідної напруги, при досить високій частоті модуляції можна забезпечити синусоїдну форму вихідного струму.

Оскільки використання височастотної ШІМ супроводжується збільшенням втрат в 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.5.18);
- криві негативного типу (після кожної комутації миттєва вихідна напруга стрибком стає більш негативною, рис.5.19);

- криві складеного типу (стрибок вихідної напруги після комутації протягом однієї половини її періоду позитивний, протягом іншої половини - негативний, рис.5.20, 5.21).

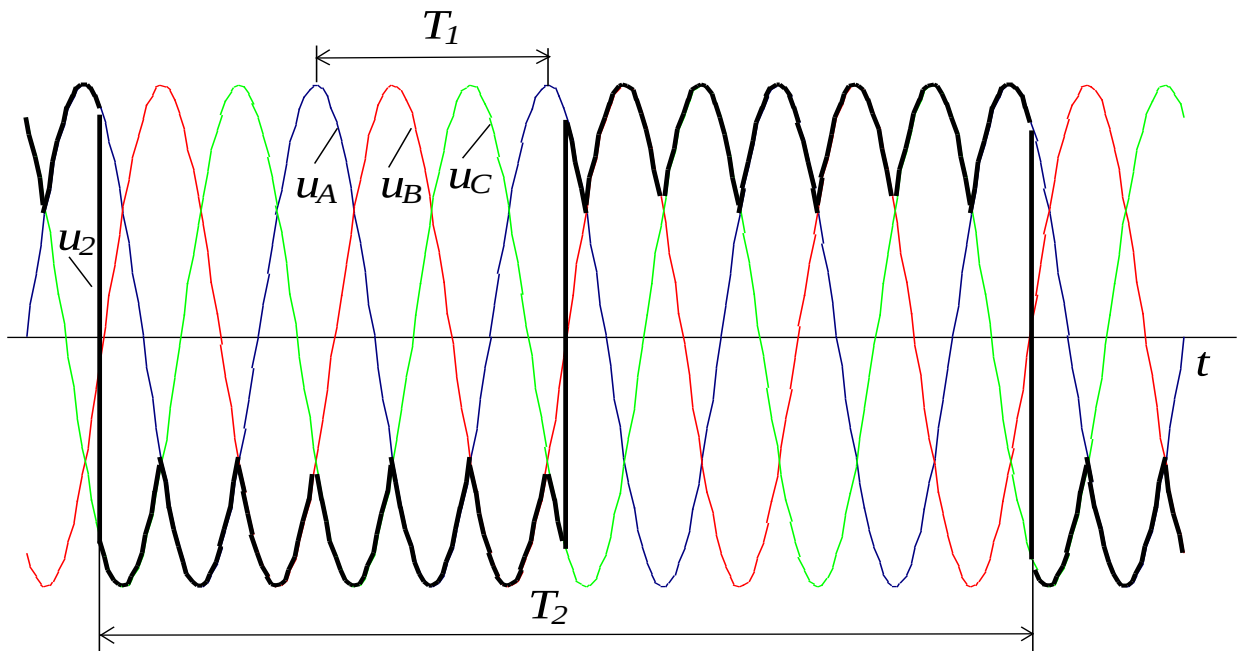


Рис.5.16. Вихідна напруг АІН-типу ($f_2 < f_1$)

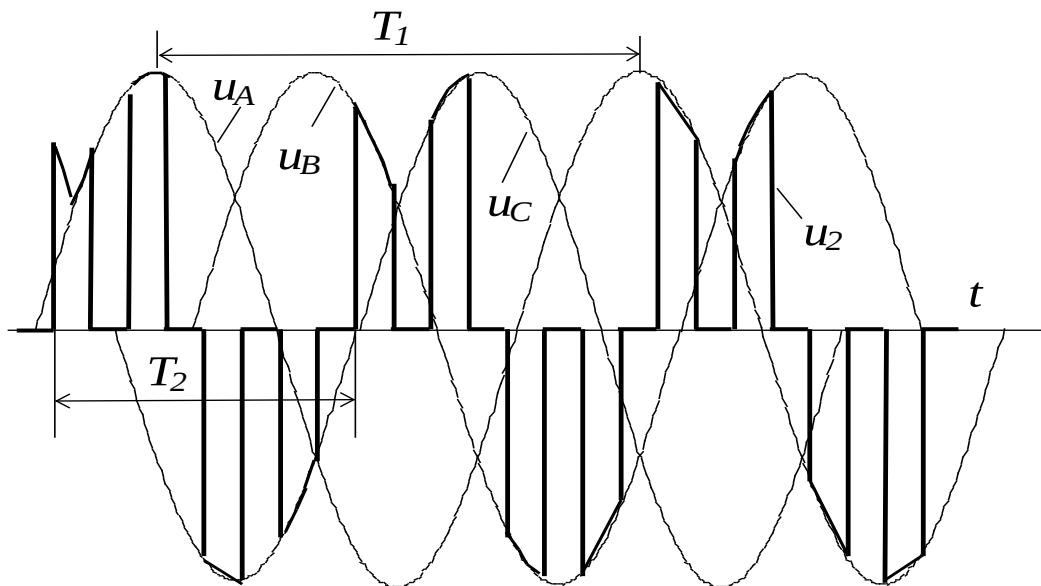


Рис.5.17. Вихідна напруг АІН-типу
з однополярною ШІМ ($f_2 > f_1$)

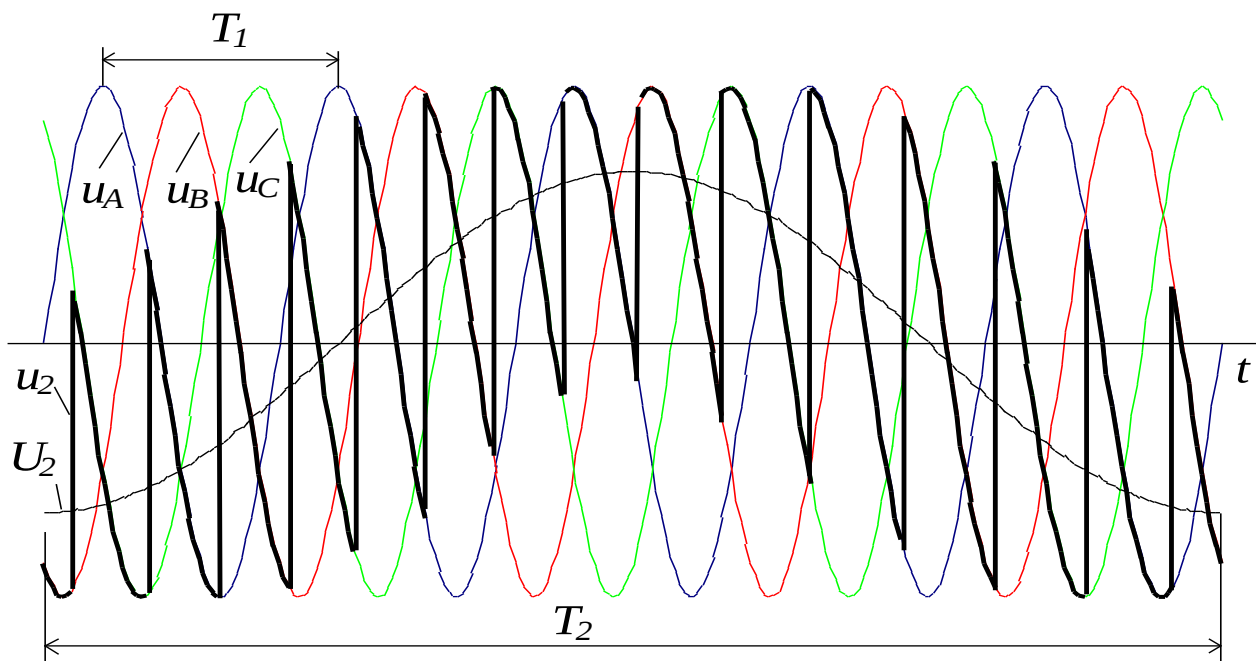


Рис.5.18. Вихідна напруга позитивного типу

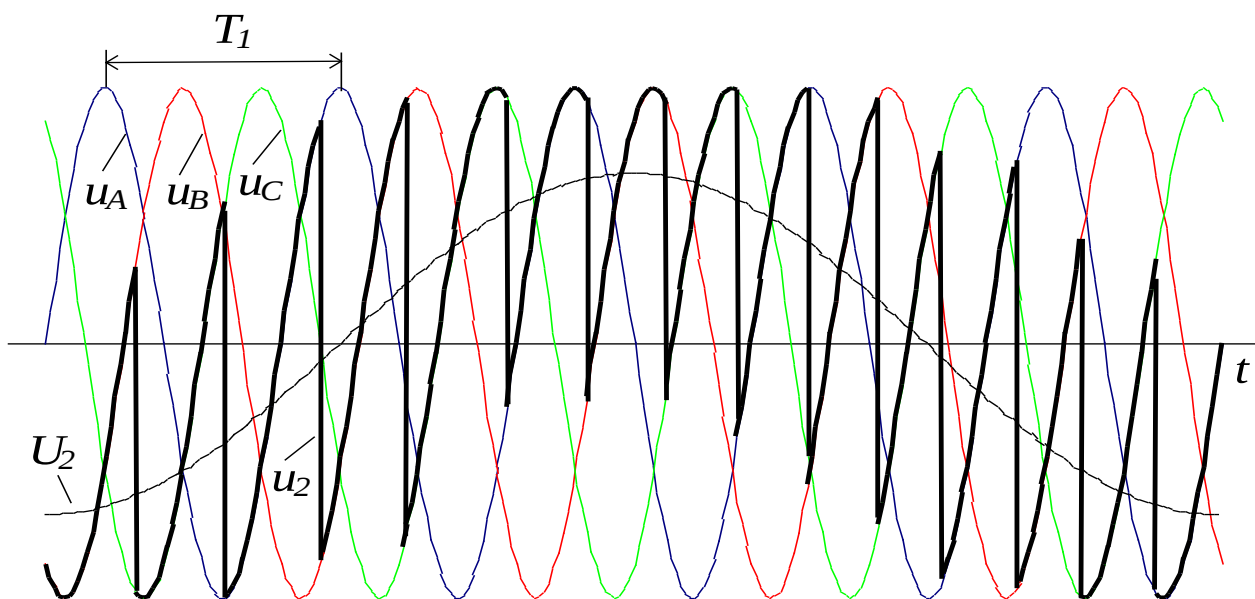


Рис.5.19. Вихідна напруга негативного типу

Зображені на рис.5.20, 5.21 криві не є єдиним різновидом кривих складеного типу. Перехід від позитивних до негативних стрибків може відбуватись не одночасно з досягненням екстремуму середньої вихідної напруги U_2 , як на рис.5.20, а в момент зміни знаку струму (див. вихідні напруги БПЧ з природною комутацією в п.5.3) або взагалі будь-коли.

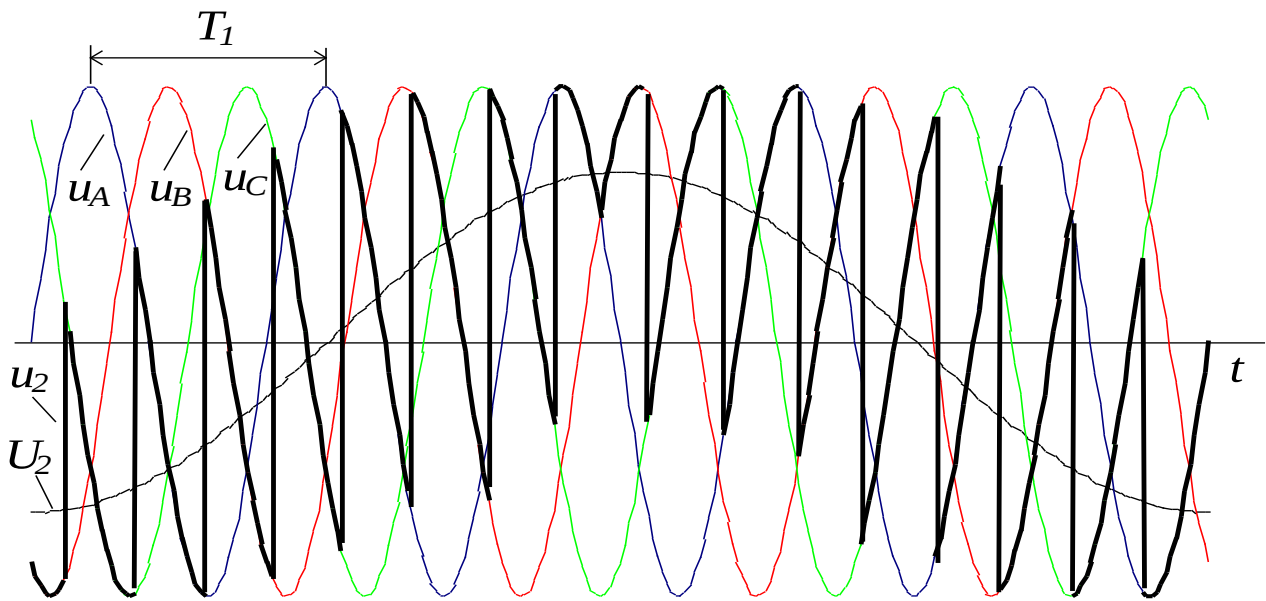


Рис.5.20. Вихідна напруга складеного типу ($f_2 < f_1$)

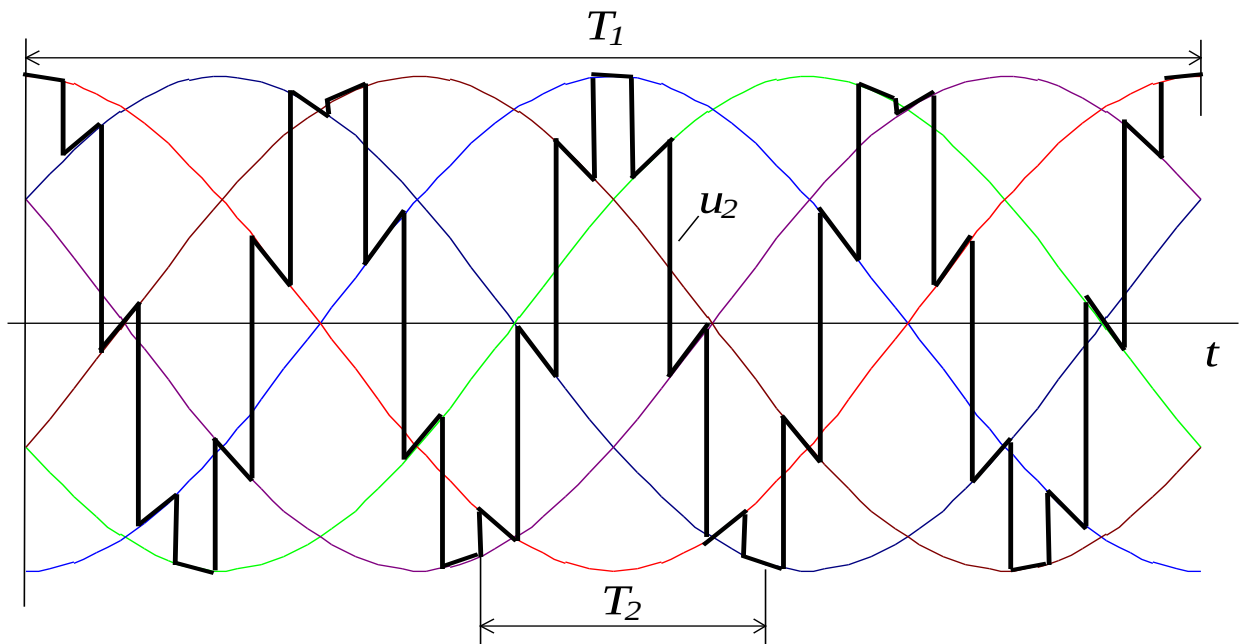


Рис.5.21. Вихідна напруга складеного типу ($f_2 > f_1$)

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 з 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 напівперіоді вихідної напруги зміна рівня U_2 забезпечується запізненням вмикання ключів, на іншому - випередженням. Тому вхідний струм незалежно від характеру навантаження завжди синфазний з вхідною напругою ($\cos \varphi_1 = 1$).
3. БПЧ з інверсією кута зсуву між струмом та напругою (при зростанні U_2 - крива u_2 позитивного типу, при зменшенні - негативного). У [15] такий БПЧ названий високочастотним, оскільки лише в ньому можливо отримати вихідну частоту, більшу від вхідної (рис.5.21).
4. БПЧ з 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 з розглянутих типів БПЧ має свої переважаючі області використання.

БПЧ з природною комутацією доцільні в низькошвидкісних електроприводах великої потужності, для яких потужність двоопераційних тиристорів недостатня, а використання схем штучної комутації удорожчує 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 при змінній швидкості первинного двигуна виникає в системах електропостачання літальних апаратів, в системах з 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 з регульованим зсувом між струмом та напругою доцільний в 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).

5.8. БПЧ з інверсією кута зсуву

Розглянемо роботу БПЧ з примусовою комутацією та інверсією кута зсуву на прикладі хоча не найкращої, але порівняно простої однофазно-двофазної мостової схеми (рис.5.22).

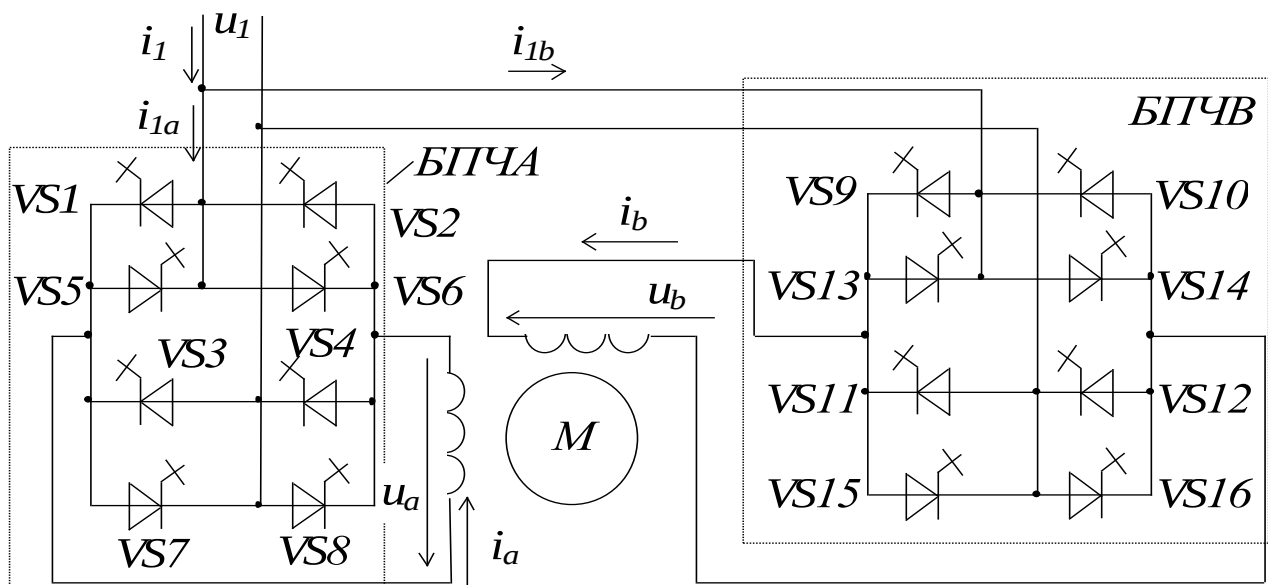


Рис.5.22. Однофазно-двофазний БПЧ

Кожний з фазних БПЧ має схему, ідентичну схемі рис.5.1. Фази навантаження БПЧ потенційно відокремлені. Характер навантаження 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.5.23 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 з вихідною, вдвічі меншою частотою. Це означає, 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 при досить великих кутах керування, що в БПЧ з 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.

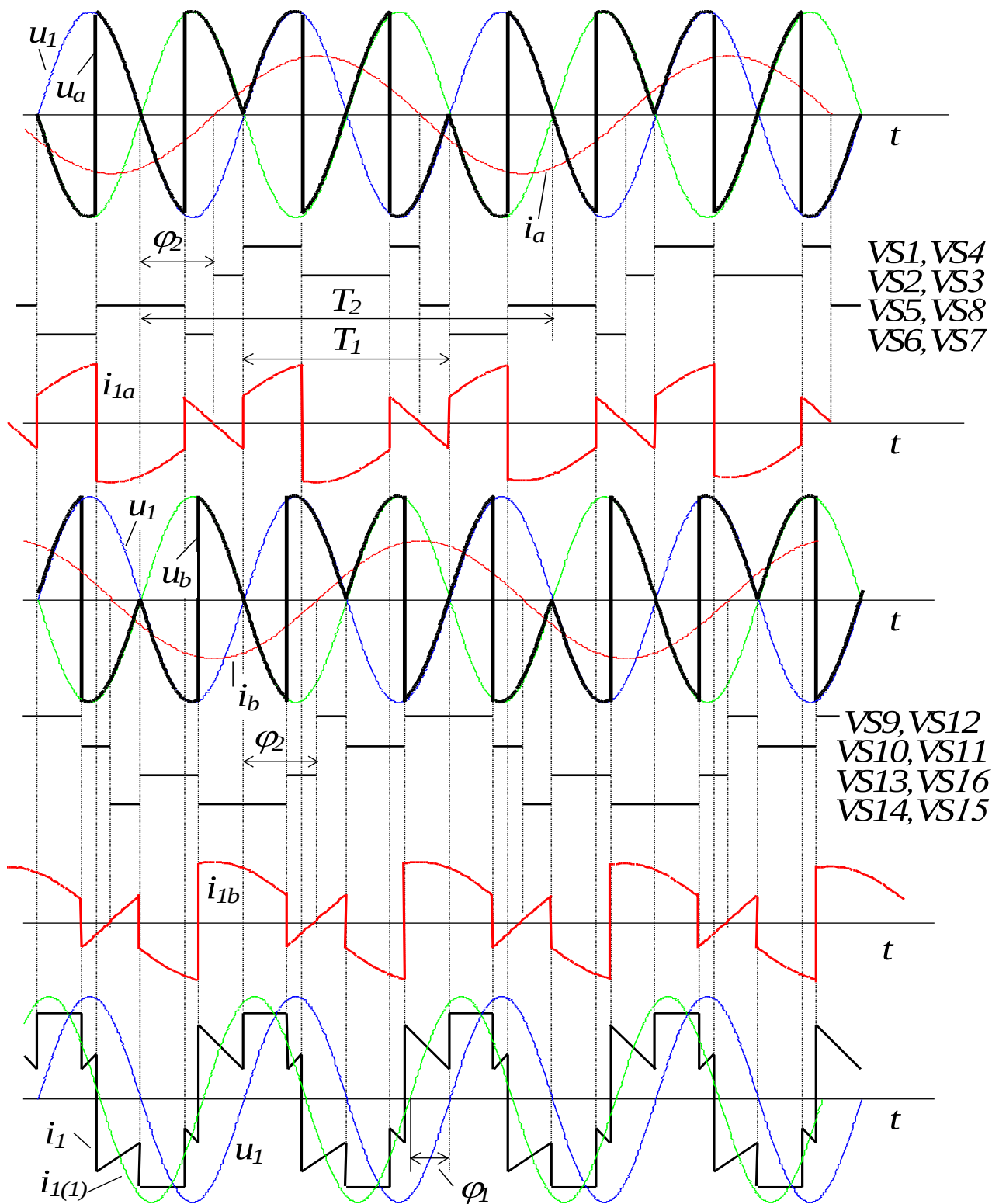


Рис.5.23. Часові діаграми однофазно-двофазного БПЧ
з інверсією кута зсуву ($f_2 = f_1/2$)

5.9. 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;
- обмеження пускових струмів та втрат енергії (частотний пуск нерегульованих електроприводів великої потужності або електроприводів з 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.5.2 порівнюються перетворювачі частоти за різними критеріями. Для цього обрані ПЧ з трифазним виходом та живленням від трифазної мережі, здатні забезпечити рекуперацію енергії:

- ПЧ на базі АІС;
- ПЧ на базі АІН з амплітудною модуляцією (є ведений інвертор для рекуперації);
- ПЧ на базі АІН з ШІМ (є ведений інвертор для рекуперації);
- БПЧ з природною комутацією;
- БПЧ зі штучною (примусовою) комутацією.

Для порівняння до табл.5.2 введений також стовпчик трифазного реверсивного мостового керованого випрямляча. Позначки в табл.5.2 означають: «+» - сприятливий рівень критерію, «++» - дуже сприятливий, «-» - несприятливий, «--» - дуже несприятливий.

Як видно з табл.5.2, 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 з ШІМ, найвищу досяжну потужність - ПЧ з АІС та БПЧ.

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 дороговизною. Проте швидке здешевлення

Таблиця 5.2.

Порівняння перетворювачів частоти

Крітерій	ПЧ- АІС	ПЧ- АІН (АМ)	ПЧ- АІН (ШІМ)	БПЧ (ПК)	БПЧ (ШК)	РКВ
Кількість керованих ключів	12	18	12	18-32	18-32	12
Складність системи керування	-	-	+	-	-	+
Діапазон регулювання	-	-	++	++	++	++
Можливість досягнення високих частот	++	++	+	-	+	
Можливість досягнення низьких частот	-	-	++	++	++	
ККД	-	-	-	+	+	+
Коефіцієнт потужності	--	-	+	--	++	-
Форма вихідного струму (напруги)	-	-	++	+	+	-
Форма споживаного струму	-	-	++	-	+	-
Швидкодія	-	-	++	+	+	+
Надійність силової частини	-	-	+	++	++	-
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

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.

Вже зараз у діапазоні малих потужностей ПЧ з ШІМ є більш економічними порівняно з випрямлячами. БПЧ з примусовою комутацією з їх унікальною можливістю керування коефіцієнтом потужності є перетворювачами майбутнього для електроприводів великої потужності, енергетичні показники яких часто визначають режим роботи живильної мережі. ПЧ використовуються в таких системах електропривода, як частотно-керований електропривод з асинхронним та синхронним двигуном, асинхронно-вентильні каскади, машина подвійного живлення.

У табл.5.3 зведені раціональні сфери застосування електроприводів з ПЧ, в яких їх переваги виявляються найбільш виразно.

БПЧ зі штучною комутацією зараз перебувають ще в стадії експериментальних робіт, тому їх сфера застосування з'ясована не остаточно.

Контрольні запитання

1. Зі скількох напівхвиль вхідної напруги частотою 50 Гц повинна складатись напівхвиля вихідної напруги трифазно-трифазного мостового БПЧ, щоб вихідна частота дорівнювала 10 Гц?
2. Накресліть часові діаграми вихідної напруги однофазно-однофазного мостового БПЧ з прямокутною модуляцією для випадку, коли вихідна частота дорівнює 10 Гц, а кут керування 60° (частота живильної мережі 50 Гц).
3. Чому коефіцієнт потужності БПЧ із прямокутною модуляцією вищий, ніж з синусоїдною?
4. До якої форми наближається вихідний струм БПЧ з синусоїдною модуляцією зі зменшенням його вихідної частоти?
5. Накресліть схему трифазно-трифазного мостового БПЧ із потенційно відокремленими фазами навантаження.

6. Для чого кожна фаза навантаження БПЧ з'єднана з кожною фазою живильної мережі через зустрічно-паралельну пару ключів?

Таблиця 5.3.

Сфери застосування ПЧ

Тип ПЧ	Особливості режиму та переважні вимоги	Сфера застосування
ПЧ-АІС	Незмінне навантаження; висока швидкість; низький $\cos \varphi_H$; часті пуски; середня та велика потужність; індивідуальний привод; потреба в рекуперації; неглибоке регулювання; невисока швидкодія	Пуск потужних синхронних двигунів; потужні насоси, компресори, вентилятори; центрифуги; безперевні прокатні стани; стрічкові конвеєри; мішалки
ПЧ-АІН (АМ)	Висока швидкість; рекуперація не потрібна; неглибоке регулювання; низький $\cos \varphi_H$; невисока швидкодія	Транспорт; підйомні крани; групові приводи з живленням від спільного АІН; високошвидкісні електрошпінделі; 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; 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; потужні поршневі компресори.
БПЧ (ШК)	Велика потужність; особливі вимоги до енергетичних показників; потреба в рекуперації	компенсація реактивної потужності; автономні установки

7. До складу якого БПЧ входить більше тиристорів: трифазно-трифазного нульового або однофазно- трифазного мостового?
8. Коли ЛПП перемикає керуючі сигнали з одного вентильного комплекта 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 напівперіода вихідної напруги БПЧ з природною комутацією?

Відповіді

1: 13; 3: тому що при прямокутній модуляції в середній за період вихідної напруги кут керування менший; 4: до синусоїди; 6: щоб забезпечити можливість зміни знаку вихідних напруги та струму; 7: трифазно-трифазного нульового; 8: у момент зміни знаку миттєвого вихідного струму; 9: так (рис.5.9).

Додаток

СИЛОВІ IGBT-МОДУЛІ

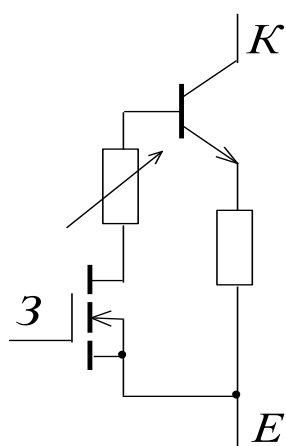


Рис. Д1

Внутрішня
структура IGBT-
транзистора

IGBT-транзистор (рис.Д1) є поєднанням силового біполярного та керуючого польового транзисторів, реалізованим в одному кристалі кремнію.

Окрім поодиноких транзисторів, спарених модулів та трифазних мостів [23], випускаються також модулі, в яких так само в одному кристалі реалізовано всю силову схему перетворювача частоти з АІН-ШІМ (рис. Д2).

До виводів 1, 2, 3 подається напруга живильної мережі; між виводами 4, 5 та 6, 7 вмикаються датчики струму; між 5, 7 - конденсатор силового фільтру; між 5, 11 - зовнішній гальмівний резистор; з виводів 8, 9, 10 знімається вихідна напруга. Інші виводи призначені для керуючих сигналів.

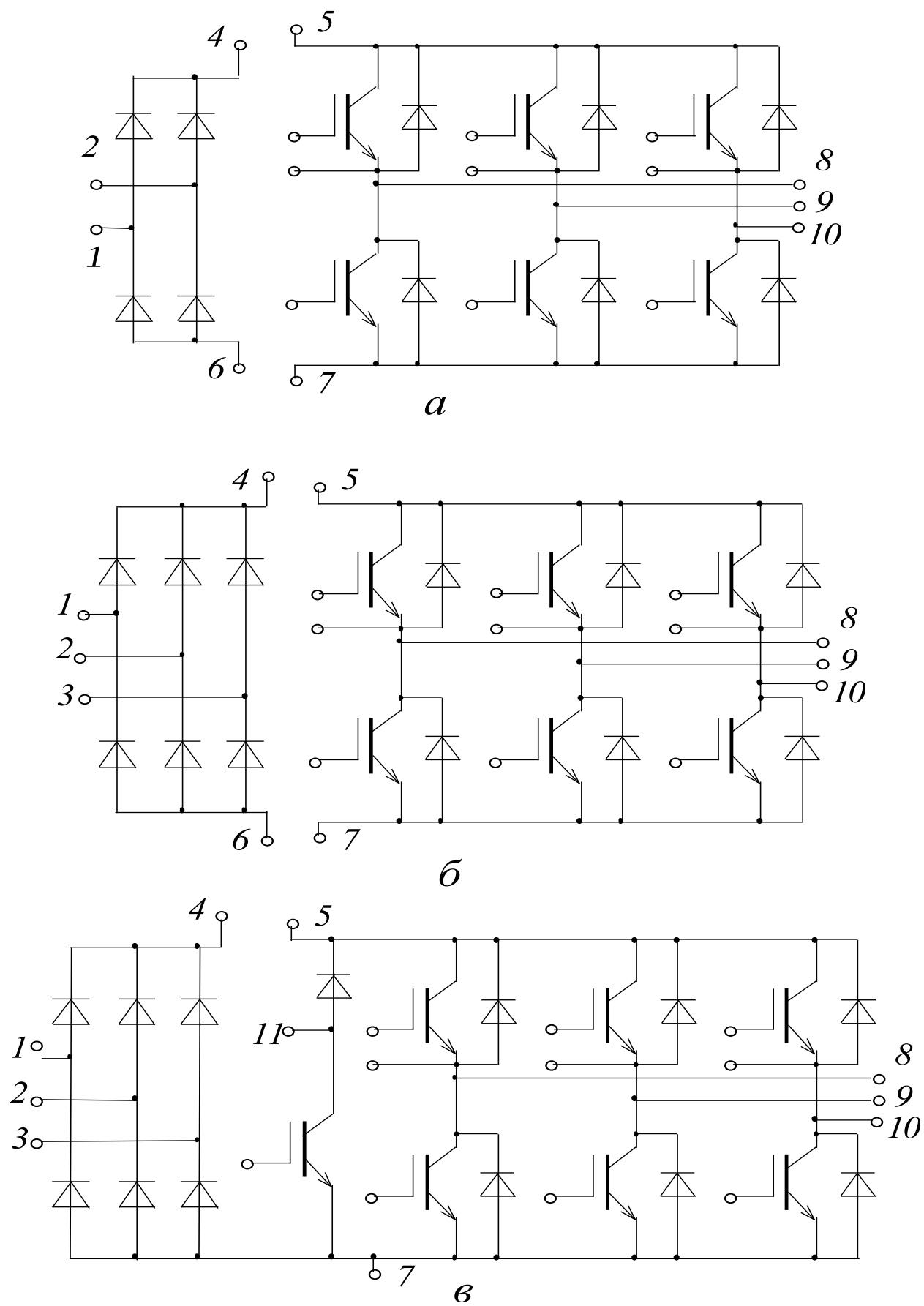


Рис. Д2. Силові *IGBT*-модулі

Для керування двигунами змінного струму потужністю до кількох десятків кВт призначені гібридні інтегральні інтелектуальні силові модулі, які поєднують у собі одну зі схем рис. Д2, силовий ємнісний фільтр, мікросхему драйвера (призначену для формування та підсилення керуючого сигналу, що надійшов з системи керування), фільтр захисту від радіоперешкод, блок захисту (за напругою, струмом, температурою та від КЗ), а також блок живлення власних потреб. Для реалізації перетворювача частоти достатньо змонтувати модуль на радіаторі, підключити живлення, навантаження, гальмівний резистор та подати керуючі сигнали.

Подібні інтелектуальні силові модулі випускаються також на базі силових польових транзисторів.

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. Основы силовой преобразовательной техники. -М.: Энергия, 1979. - 392 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.

ЗМІСТ

Передмова	3
1. ПЕРЕРИВНИКИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	4
1.1. Принцип імпульсного регулювання. Найпростіший послідовний переривник	4
1.2. Паралельний переривник	8
1.3. Двоквадрантний переривник	10
1.4. Реверсивні переривники	12
1.5. Керування неререверсивними переривниками постійної напруги	15
1.6. Керування мостовим переривником	19
1.7. Зовнішні характеристики переривника в режимі переривистого струму	30
1.8. Регульовальні характеристики переривників	32
1.9. Коливання вихідного струму переривника	35
1.10. Багатофазні переривники	37
1.11. Порівняння переривників постійної напруги та керованих випрямлячів	39
1.12. Штучна комутація одноопераційних тиристорів	40
1.13. Особливості керування двоопераційними тиристорами	47
2. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ	58
2.1. Однофазний автономний інвертор напруги з амплітудною модуляцією	58
2.2. Трифазні АІН з амплітудною модуляцією	61

2.3. Робота автономного інвертора напруги на проти-ЕРС	68
2.4. Трифазні АІН зі штучною комутацією	74
2.5. Автономні інвертори напруги з широтно-імпульсним регулюванням	80
2.6. АІН з широтно-імпульсною модуляцією	86
2.7. Керування автономними інверторами з амплітудною модуляцією	92
2.8. Керування трифазними АІН з ШІМ	99
3. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ	115
3.1. Особливості автономних інверторів струму	115
3.2. Однофазні автономні інвертори струму	117
3.3. Трифазні автономні інвертори струму	123
3.4. Комутаційні перенапруги в АІС та їх обмеження	128
3.5. Робота інвертора струму на проти-ЕРС	131
4. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ІНВЕРТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ	140
4.1. Структура інверторних перетворювачів частоти	140
4.2. Вибір силових елементів автономних інверторів	141
4.3. Аварійні режими та захист автономних інверторів і переривників постійного струму	148
4.4. Способи поліпшення форми вихідної напруги (струму) та енерге- тичних показників перетворювачів частоти	152
5. БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ	156
5.1. Загальні відомості	156
5.2. Силові схеми БПЧ	157
5.3. Принцип дії БПЧ з природною комутацією	163
5.4. Коефіцієнт потужності БПЧ з природною комутацією	171
5.5. Керування БПЧ з природною комутацією	173
5.6. Вибір силових елементів БПЧ з природною комутацією	177
5.7. БПЧ з примусовою комутацією: принципи формування вихідної напруги	178

5.8. БПЧ з інверсією кута зсуву	184
5.9. Порівняння та сфери застосування перетворювачів частоти	186
Додаток. Силові <i>IGBT</i> -модулі	191
Список літератури	193

Автор
Микола Миколайович Казачковський

АВТОНОМНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ
(навчальний посібник)

Редакційно-видавничий комплекс
Редактор В.А.Третяк

Підписано до друку 05.05.2000. Формат 30х42/4.
Папір Rollux. Ризографія. Умовн. друк. арк. 10,9.
Обліково-видавн. арк. 10,9. Тираж 150 прим. Зам. № 867
Ціна договірна.

НГ А України
49027, м. Дніпропетровськ-27, просп. К.Маркса, 19.