

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ, МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ
МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА

М. І. Шпіка

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з дисципліни

"СИЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ"

*(для студентів 4, 5 курсів усіх форм навчання
за напрямом підготовки 6.050702 «Електромеханіка»)*

Харків – ХНАМГ – 2012

Шпіка М. І. Конспект лекцій з дисципліни "Силові перетворювачі для автоматизованого електроприводу" (для студентів 4, 5 курсів усіх форм навчання за напрямом підготовки 6.050702 «Електромеханіка») / М. І. Шпіка; Харк. нац. акад. міськ. госп-ва. – Х.: ХНАМГ, 2012 – 76с.

Автор: М. І. Шпіка

Рецензент: В. П. Андрійченко

Рекомендовано кафедрою електричного транспорту,
протокол № 3 від 19 жовтня 2010 р.

ЗМІСТ

Вступ	4
1. Призначення й класифікація силових перетворювачів для автоматизованого електроприводу	6
2. Випрямлячі	10
2.1 Основні схеми випрямлячів.....	11
2.2 Робота випрямлячів на активне навантаження.....	13
2.3 Робота випрямлячів на активно-індуктивне навантаження.....	18
2.4 Робота випрямлячів на активно-ємнісне навантаження.....	22
3. Інвертори, що ведуться мережею.....	25
3.1 Однофазний інвертор із середньою точкою.....	25
3.2 Трифазний мостовий інвертор.....	28
4. Класифікація імпульсних перетворювачів.....	31
4.1 Нереверсивні імпульсні перетворювачі.....	31
4.2 Реверсивні імпульсні перетворювачі.....	37
5. Інвертори струму та напруги в електроприводах змінного струму.....	38
5.1 Автономні інвертори струму.....	38
5.2 Автономні інвертори напруги.....	42
5.2.1 Однофазні автономні інвертори напруги	42
5.2.2 Трифазні автономні інвертори напруги.....	53
6. Безпосередні перетворювачі частоти	61
7. Перетворювачі частоти з ланкою постійного струму.....	63
7.1 Структура перетворювача частоти з ланкою постійного струму.....	63
7.2 Робота трифазного автономного інвертора напруги в складі перетворювача частоти.....	66
Список джерел.....	75

ВСТУП

Останні десятиліття ознаменувалися значними успіхами силової електроніки. Було освоєно промислове виробництво запираючих GTO-тиристорів, біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) та силових модулів на їх основі (стійки й цілі інвертори), а також силових інтелектуальних модулів (IPM) із вбудованими засобами захисту ключів та інтерфейсами для безпосереднього підключення до мікропроцесорних систем керування. Знизилися ціни як на комплектуючі, так і на перетворювачі частоти в цілому, підвищилась їх надійність, зменшились масо-габаритні показники. Це дозволило досить широко впроваджувати керовані асинхронні електроприводи замість електроприводів постійного струму.

Наразі частотно-регульовані асинхронні електроприводи потужністю від одиниць до сотень кіловат застосовуються в різних галузях виробництва, житлового комунального господарства та на електричному транспорті. Сучасний етап розвитку даного виду техніки характеризується підвищенням техніко-економічних показників перетворювачів частоти за рахунок використання нових напівпровідникових приладів.

Транзисторні й тиристорні перетворювачі частоти для асинхронного електроприводу провідних закордонних електротехнічних фірм зазвичай базуються на трифазних автономних інверторах напруги з різного роду широтно-імпульсним керуванням. До складу таких перетворювачів частоти входять також випрямлячі з фільтром.

Розробки провідних закордонних електротехнічних фірм проводяться за наступними напрямками:

- розробка GTO-тиристорів і швидковідновлюючих діодів;
- розробка IGBT-транзисторів у вигляді модулів;
- розробка спеціальних малоіндуктивних конденсаторів для захисту інверторів;
- розробка спеціальних фільтрових конденсаторів великої одиничної місткості для вхідних ланцюгів інверторів;

- розробка нових рішень схемотехніки в частині силової схеми й системи керування перетворювача;
- розробка оптимальних алгоритмів керування і регулювання перетворювача й електроприводу;
- розробка мікропроцесорних систем керування і їх програмного забезпечення.

Створювані на базі перелічених вище елементів і технічних рішень перетворювачі частоти й електроприводи відрізняються від перетворювачів частоти й електроприводів, що раніше випускалися, більш високими ККД, коефіцієнтом потужності, кращими масо-габаритними показниками, регульовальними характеристиками, підвищеною надійністю.

У конспекті лекцій із дисципліни «Силові перетворювачі для автоматизованого електроприводу» розглянуті питання роботи випрямлячів на різне навантаження, безпосередніх перетворювачів частоти та перетворювачів частоти з ланкою постійного струму, використання амплітудної та широтно-імпульсної модуляції в силових перетворювачах, особливості роботи автономних інверторів струму і напруги та інше.

Курс дисципліни «Силові перетворювачі для автоматизованого електроприводу» призначений для освоєння студентами фізичних явищ у силових перетворювачах і визначення розрахункових співвідношень, що дозволяють згідно із заданим режимом роботи навантаження вибрати напівпровідникові прилади, трансформатори та інші елементи, необхідні при вирішенні широкого кола інженерних задач.

При вивченні дисципліни «Силові перетворювачі для автоматизованого електроприводу» передбачається, що студент має відповідну математичну підготовку у галузі диференціального й інтегрального числення, комплексних чисел і тригонометричних функцій, а також знайомий із теорією ланцюгів, що розглядається в курсі «Теоретичні основи електротехніки».

1. ПРИЗНАЧЕННЯ Й КЛАСИФІКАЦІЯ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Силові перетворювачі призначені для перетворення електричної енергії одного виду на інший. До них належать: випрямлячі, інвертори, перетворювачі частоти, імпульсні перетворювачі, перетворювачі числа фаз та перетворювачі форми кривої.

Випрямляч – це пристрій, який призначений для перетворення змінної напруги на постійну. Випрямляч складається з керованих або некерованих вентилів, включених за визначеною схемою для забезпечення протікання струму в ланці навантаження та перетворення змінної напруги на пульсуючу.

На вході випрямляча в більшості випадків стоїть трансформатор, щоб одержати необхідну величину вхідної напруги. Випрямляч може також підключатися вхідною ланкою до генератора змінного струму.

Для зменшення пульсацій випрямленої напруги на виході випрямляча ставлять електричний фільтр. Електричний фільтр для силових перетворювачів виконується на пасивних RLC-елементах.

Щоби суттєво не погіршився режим роботи випрямляча в стаціонарних та перехідних режимах, необхідно правильно вибрати схему та параметри фільтру. Для потужних випрямлячів не рекомендується використовувати фільтри з ємнісною вхідною ланкою, оскільки вони погіршують форму струмів у вентилях та обмотках трансформатора. У той же час для випрямлячів малої потужності, які мають значний внутрішній опір, ємнісні фільтри широко використовуються.

У залежності від числа фаз напруги живлення випрямлячі поділяються на однофазні та трифазні. Крім того, випрямлячі поділяються на однокатні та двокатні.

Якщо струм у вторинній обмотці трансформатора не змінює свій напрямок за період, то такий випрямляч називається однокатним.

У двокатних випрямлячах струм у вторинній обмотці трансформатора змінює свій напрямок за період два рази.

У залежності від навантаження, схеми фільтру та від особливостей його роботи розрізняють такі основні режими роботи випрямлячів:

- на активне навантаження;
- на активно-ємнісне навантаження;
- на активно-індуктивне навантаження;
- на проти-ЕРС.

Інвертори – це пристрої, що перетворюють потужність постійного струму на потужність змінного струму.

Інвертори можна класифікувати за такими ознаками, як ступінь автономності (автономні й ведені мережею); властивості автономного інвертора, як джерела живлення (інвертори струму й інвертори напруги); кількістю фаз вихідної напруги (однофазні, трифазні, багатофазні) та ін.

Автономні інвертори – це пристрої, що перетворюють постійний струм на змінний із постійною чи регульованою частотою та мають автономне навантаження.

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

За способом комутації автономні інвертори можна розділити на декілька груп:

- інвертори з індивідуальною комутацією – комутуючий пристрій такого інвертора служить для запирання одного тиристора (вентильного плеча);
- інвертори з пофазовою комутацією – комутуючий пристрій інвертора служить для почергового запирання тиристорів двох вентильних плечей, що належать до однієї фази інвертора;
- інвертори з груповою комутацією – для запирання всіх вентильних плечей однієї групи служить окремий комутуючий пристрій;
- інвертори із загальною комутацією – комутуючий пристрій є загальним для всіх вентильних плечей інвертора;

– інвертори з міжфазовою комутацією.

За способом керування інвертори поділяються на інвертори з самозбудженням і зовнішнім (незалежним) збудженням.

В інверторах із самозбудженням керуючі імпульси, що подаються на тиристори, формуються з вихідної напруги інвертора. Частота вихідної напруги визначається параметрами навантаження.

В інверторах із незалежним збудженням керуючі імпульси формуються зовнішнім генератором, що й задає частоту вихідної напруги. Зважаючи на те, що частота вихідної напруги не залежить від параметрів навантаження, цей тип інверторів отримав найбільш широке розповсюдження в перетворюючій техніці.

У залежності від особливостей протікання електромагнітних процесів автономні інвертори можна поділити на інвертори струму й інвертори напруги.

За способом керування вихідною частотою та напругою інвертори можна поділити на три види:

- з амплітудною модуляцією;
- з широтно-імпульсною модуляцією;
- з широтно-імпульсним регулюванням.

За типом керованих ключів інвертори поділяються на тиристорні та транзисторні.

Інвертори поділяються також за наступними основними схемами перетворення:

- одновентильні;
- однофазні з нульовим виводом;
- однофазні з нульовим виводом джерела живлення;
- однофазні мостові;
- трифазні мостові;
- трифазні з нульовим виводом.

Перетворювачі частоти призначені для перетворення потужності змінного струму однієї частоти на потужність змінного струму іншої частоти.

Перетворювачі частоти поділяються на два класи: перетворювачі частоти з ланкою постійного струму та безпосередні перетворювачі частоти. У свою чергу, безпосередні перетворювачі частоти поділяються:

- на безпосередні перетворювачі частоти з природною комутацією струму тиристорів (БПЧ з ПК);
- на безпосередні перетворювачі частоти з штучною комутацією струму тиристорів (БПЧ з ШК).

Імпульсні перетворювачі постійного або змінного струму призначені для перетворення постійного або змінного струму однієї напруги на постійний або змінний струм іншої напруги. В імпульсних перетворювачах регулювання напруги при навантаженні відбувається за рахунок зміни параметрів вихідних імпульсів. За принципом регулювання напруги в навантаженні імпульсні перетворювачі поділяються на три види:

- із широтно-імпульсним регулюванням;
- із частотно-імпульсним регулюванням;
- з часо-імпульсним регулюванням.

У залежності від типу керованих ключів імпульсні перетворювачі поділяються на: тиристорні та транзисторні.

Крім того, імпульсні перетворювачі поділяються на: нереверсивні та реверсивні.

Контрольні запитання

1. Що являє собою випрямляч?
2. Де використовуються випрямлячі?
3. Із чого складається випрямляч?
4. Що стоїть в більшості випадків на вході випрямляча?
5. Який випрямляч називається одноктакним?
6. Який випрямляч називається двотактним?
7. Які основні режими роботи випрямлячів?
8. Чи використовуються фільтри з ємнісною вхідною ланкою для потужних випрямлячів?

9. Чи використовуються ємнісні фільтри для випрямлячів малої потужності?
10. Від чого залежить режим роботи випрямляча?
11. Що таке інвертор?
12. Як можна класифікувати інвертори за такими ознаками, як ступінь автономності?
13. Класифікувати автономні інвертори як джерела живлення?
14. Як можна класифікувати автономні інвертори за кількістю фаз вихідної напруги?
15. Для чого призначені перетворювачі частоти?
16. На які два класи поділяються перетворювачі частоти?
17. На які дві групи поділяються БПЧ?
18. Для чого використовуються імпульсні перетворювачі?
19. Які принципи регулювання використовуються в імпульсних перетворювачах?
20. Як поділяються імпульсні перетворювачі в залежності від типу керованих ключів?
21. Чи використовуються реверсивні імпульсні перетворювачі?

2. ВИПРЯМЛЯЧІ

Випрямлячі широко використовуються у керованих електроприводах постійного струму та в складі перетворювачів частоти електроприводів змінного струму.

Основні електричні параметри випрямлячів:

$I_{н.ср}$ – середнє значення випрямленого струму;

$U_{н.ср}$ – середнє значення випрямленої напруги;

$U_{оон.м}$ – амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги;

$P_{н.ср}$ – потужність навантаження;

p – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги;

I_1, U_1 – діючі значення струму та напруги на первинній обмотці трансформатора;

I_2, U_2 – діючі значення струму та напруги на вторинній обмотці трансформатора;

$S_{тр}$ – типова потужність трансформатора;

η – коефіцієнт корисної дії.

2.1 Основні схеми випрямлячів

На рис. 2.1 – 2.3 наведені схеми однофазних випрямлячів.

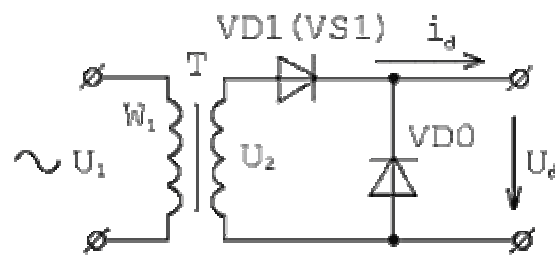


Рис. 2.1 – Однофазна однонаправлена, однопульсна схема випрямляча

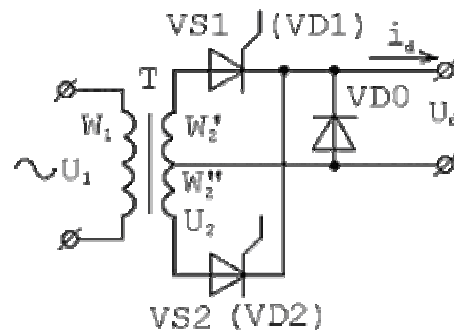


Рис. 2.2 – Однофазна схема випрямляча з середньою точкою

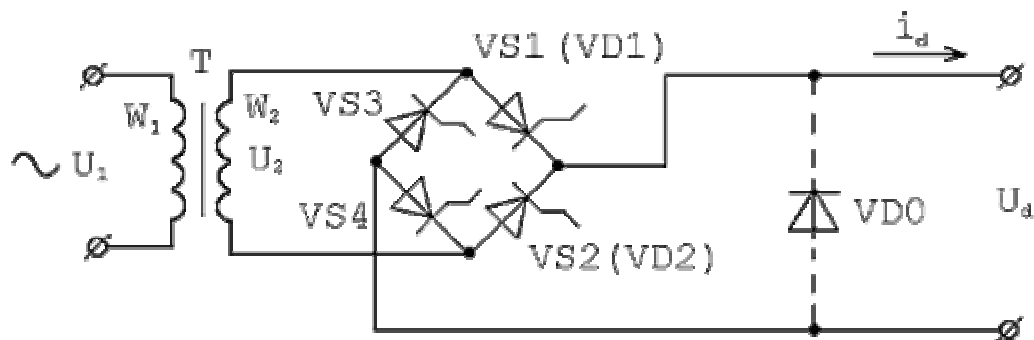


Рис. 2.3 – Однофазна мостова схема випрямляча

В схемах, що наведені на рис. 2.1–2.3, можуть використовуватися некеровані напівпровідникові діоди (VD) або керовані тиристори (VS). Керовані перетворювачі, виконані за схемами рис. 2.2–2.3 за відсутності шунтуючих діодів $VD0$ можуть працювати і в інверторному режимі.

На рис. 2.4 наведена трифазна схема випрямляча з нульовим виводом.

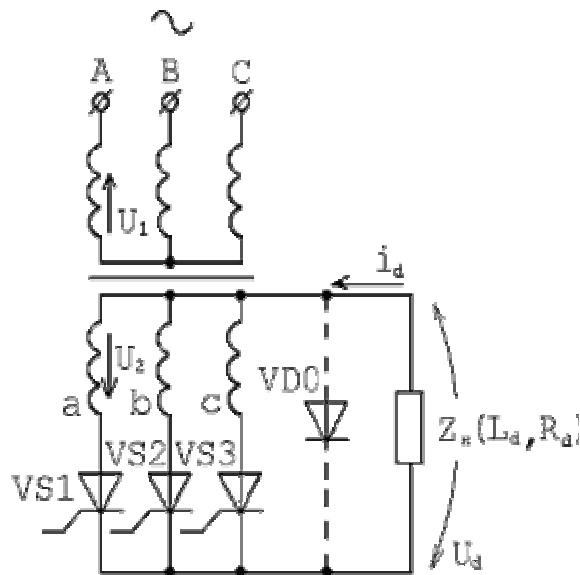


Рис. 2.4 – Трифазна схема випрямляча з нульовим виводом

Вентилі в трифазній схемі випрямляча з нульовим виводом $VS1-VS3$ (або $VD1-VD3$) утворюють єдину комутаційну групу.

На рис. 2.5 приведена трифазна мостова схема випрямляча, в складі якої – дві комутаційні групи.

Трифазна мостова схема випрямляча відома під назвою схеми Ларіонова.

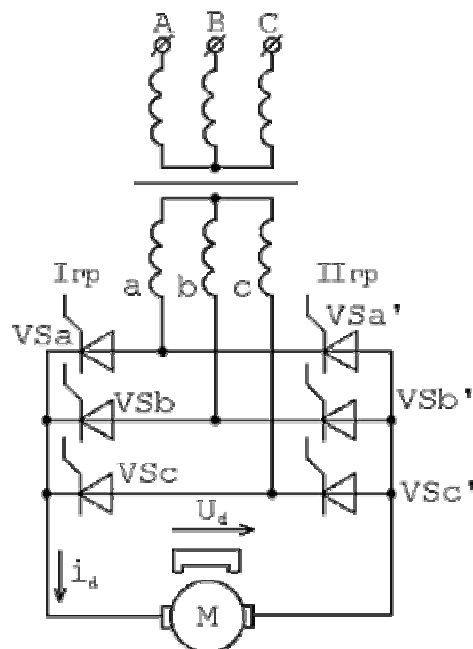


Рис. 2.5 – Трифазна мостова схема випрямляча

Керовані перетворювачі, виконані за схемами рис. 2.4–2.5, за відсутності шунтуючих діодів $VD0$ можуть працювати і в інверторному режимі.

Контрольні запитання

1. Які схеми випрямлячів ви знаєте?
2. Що собою являє однофазна однонаправлена, однопульсна схема випрямляча?
3. Що собою являє однофазна схема випрямляча із середньою точкою?
4. Що собою являє однофазна мостова схема випрямляча?
5. Що собою являє трифазна схема випрямляча з нульовим виводом?
6. Що собою являє трифазна мостова схема випрямляча?
7. Яка схема випрямляча відома під назвою схеми Ларіонова?

2.2 Робота випрямлячів на активне навантаження

На рис. 2.6 наведена однофазна мостова некерована схема випрямляча, яка при замкнутому контакті включена на активне навантаження.

В першому напівперіоді струм протікає через вентилі 1 і 3, а в другому – через вентилі 2 і 4.

При цьому маємо на виході випрямляча:

$$E_d = 0.9 E_2, \quad (2.1)$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}. \quad (2.2)$$

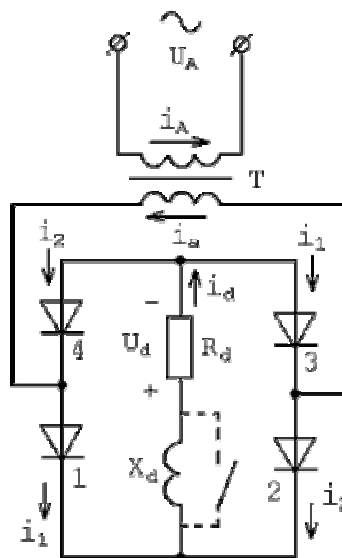


Рис. 2.6 – Однофазна мостова некерована схема випрямляча

Амплітуда зворотної напруги:

$$U_g = \sqrt{2} E_2. \quad (2.3)$$

Струм вторинної обмотки трансформатора дорівнює:

$$i_a = i_1 - i_2. \quad (2.4)$$

Тому діючі значення струмів обох обмоток дорівнюють:

$$I_2 = 1.11 I_d, \quad (2.5)$$

$$I_1 = \frac{1.11}{K_{12}} I_d. \quad (2.6)$$

Потужність первинної і вторинної обмоток, а також типова потужність трансформатора дорівнюють:

$$S_1 = S_2 = 1.23 I_d E_d. \quad (2.7)$$

Криві струмів і напруг в однофазній мостовій некерованій схемі випрямляча наведені на рис. 2.7.

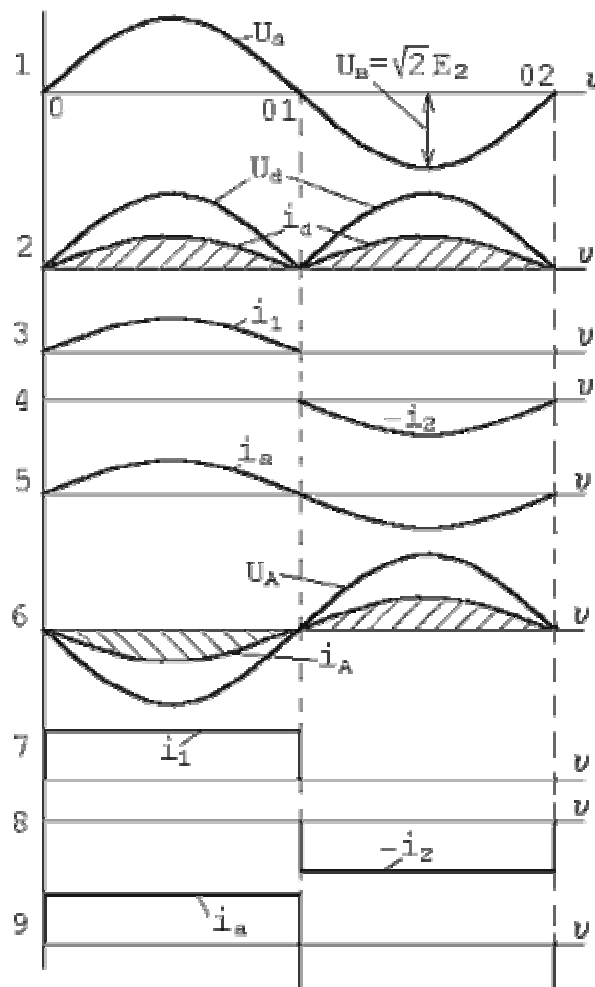


Рис. 2.7 – Криві струмів і напруг однофазної мостової некерованої схеми випрямляча

На рис. 2.8 наведена однофазна мостова керована схема випрямляча, яка при замкнутому контакті увімкнена на активне навантаження.

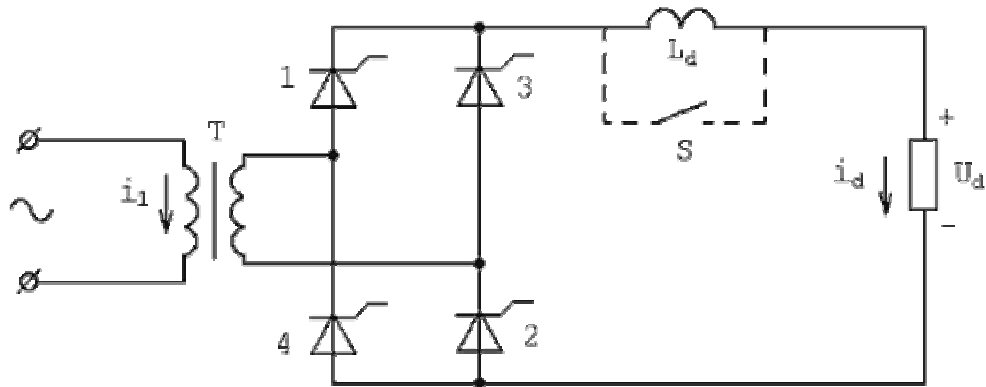


Рис. 2.8 – Схема однофазного керованого мостового випрямляча

При активному навантаженні робота схеми характеризується наступними основними співвідношеннями:

– середнє значення випрямленої напруги

$$E_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2; \quad (2.8)$$

– максимальне значення зворотної напруги на вентилях

$$U_{e.мах} = \sqrt{2} E_2; \quad (2.9)$$

– максимальне значення струму вентиля

$$I_{e.мах} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d}; \quad (2.10)$$

– середнє значення струму вентиля

$$I_{e.ср} = I_d / 2; \quad (2.11)$$

– діючі значення струмів, що проходять через вентиля і обмотки трансформатора

$$I_e = \frac{\pi}{4} I_d; \quad (2.12)$$

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d; \quad (2.13)$$

$$I_1 = \frac{\pi}{K_{12} 2\sqrt{2}} I_d; \quad (2.14)$$

– середнє значення вихідної напруги:

$$E_d = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (2.15)$$

На рис. 2.9 приведено схеми трифазних випрямлячів з середньою точкою та мостового.

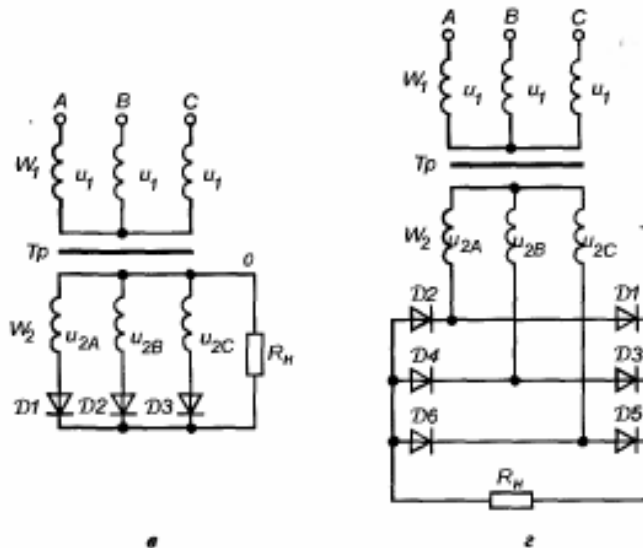


Рис. 2.9 – Схеми трифазних випрямлячів:
а – із середньою точкою;
б – мостового.

Часові діаграми процесів у трфазних випрямлячах із середньою точкою та мостового наведені на рис. 2.10.

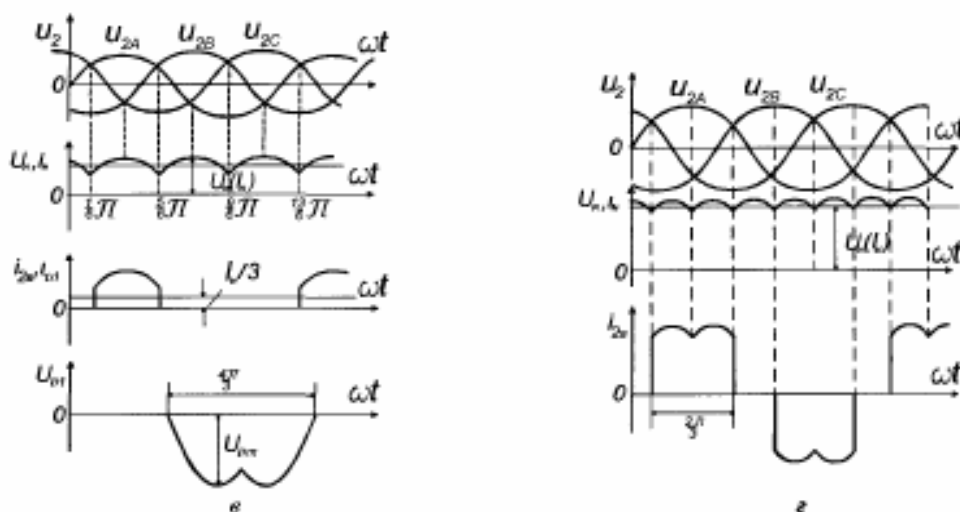


Рис. 2.10 – Часові діаграми процесів у трифазних випрямлячах:
а – із середньою точкою;
б – мостового.

Як видно з рис. 2.10, при використанні трифазної мостової схеми випрямляча число імпульсів випрямленої напруги за період мережі вдвічі більше від числа фаз вторинної обмотки трансформатора.

Слід зазначити, що при використанні схеми випрямляча із середньою точкою наявність трансформатора обов'язкова. Втрати на вентилях у такій схемі приблизно удвічі менші, але напруга на вентилях – удвічі більша, тому при високій випрямленій напрузі використовують мостову схему.

Контрольні запитання

1. Чи співпадають за фазою напруга та струм при використанні активного навантаження випрямляча?
2. Чи обов'язкова наявність трансформатора у схемі з середньою точкою?
3. Які пульсації напруги та струму в навантаженні випрямляча без фільтру?
4. Вказати недоліки схеми випрямляча з середньою точкою.
5. Вказати недоліки мостової схеми випрямляча.
6. Скільки вентилів працюють одночасно у схемі випрямляча з середньою точкою?
7. Скільки вентилів працюють одночасно в мостовій схемі випрямляча?
8. Де більші пульсації вихідної напруги: при використанні однофазної схеми випрямляча із середньою точкою чи однофазної мостової?
9. Де більші пульсації вихідної напруги: при використанні однофазної схеми випрямляча чи трифазної?
10. Де більші пульсації вихідної напруги: при використанні трифазної схеми випрямляча з середньою точкою чи трифазної мостової?

2.3 Робота випрямлячів на активно-індуктивне навантаження

Наявність у навантаженні індуктивності істотно змінює характер електромагнітних процесів у схемі. Так, після початку роботи випрямляча наростання струму в навантаженні відбуватиметься поступово і тим повільніше, чим більше постійна часу:

$$T_d = L_d / R_d . \quad (2.16)$$

За наявності індуктивності випрямлений струм стає більш згладженим і не встигає доходити до нуля в моменти, коли випрямлена напруга стає рівною нулю.

При збільшенні індуктивності або частоти змінної складової випрямленої напруги, пульсації випрямленого струму зменшуються, а при значеннях T_d , що дорівнюють 5–10 і більше, розрахункові співвідношення у схемі будуть незначно відрізнятися від випадку, коли $X_d \rightarrow \infty$. У цьому випадку вважається, що вся змінна складова випрямленої напруги виділяється на індуктивності, а постійна – на опорі R_d .

Активно-індуктивне навантаження найчастіше отримуємо при появі індуктивного фільтра.

Індуктивний фільтр використовують у тих випадках, коли необхідно забезпечити безперебійність протікання струму в ланці навантаження та сприятливі умови для роботи випрямляча. Зазвичай індуктивний фільтр використовують, коли потрібно суттєво зменшити пульсації струму в ланці навантаження, яке має малу індуктивність.

На рис. 2.11 наведено однофазний випрямляч, виконаний за мостовою схемою з фільтром, причому однофазний випрямляч увімкнений на активно-індуктивне навантаження. Як індуктивний фільтр використовується дросель L_f .

Часові діаграми струмів і напруг двопівперіодного випрямляча при активно-індуктивному навантаженні наведені на рис. 2.12.

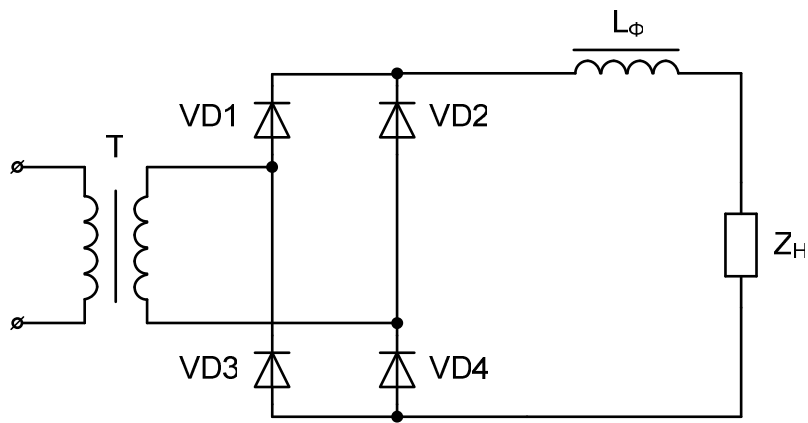


Рис. 2.11 – Схема однофазного випрямляча з індуктивним фільтром та активно-індуктивним навантаженням

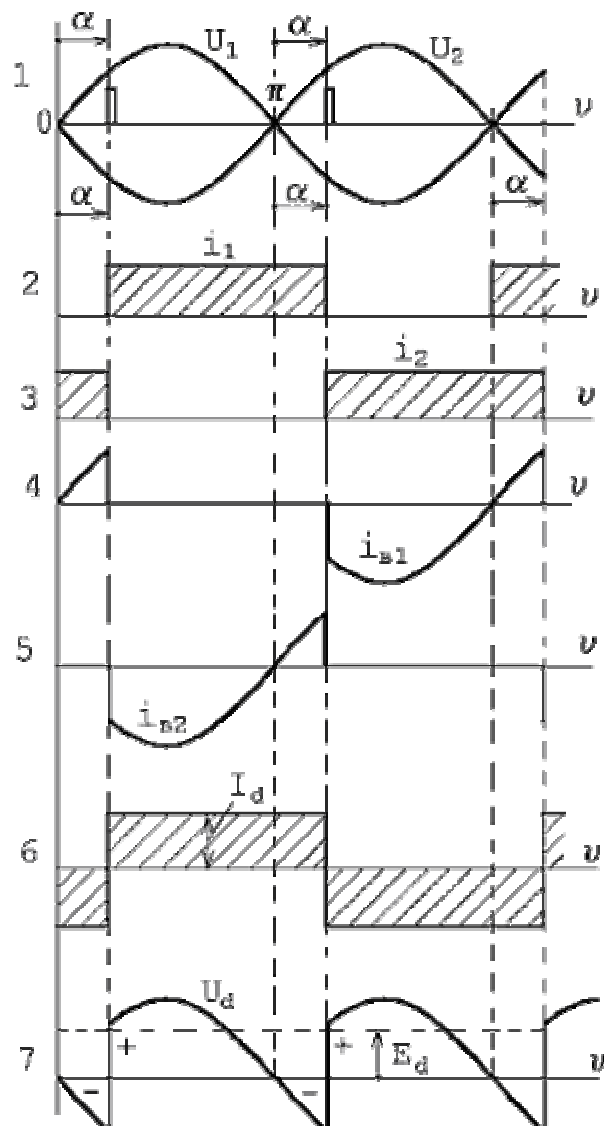


Рис. 2.12 – Діаграми струмів і напруг двоівперіодного випрямляча при активно-індуктивному навантаженні і $\alpha > 0$ ($\omega L_\phi \rightarrow \infty$)

Враховуючи, що форма випрямленої напруги повторюється, середнє значення випрямленої напруги можна вирахувати за формулою

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} E_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_2 2 \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha \quad (2.17)$$

Згідно з формулою (2.17), середнє значення випрямленої напруги стає рівним нулю при $\alpha = \pi/2$. У цьому випадку у випрямленій напрузі площі позитивної і негативної ділянок дорівнюють одна одній і постійної складової немає.

Регулювальна характеристика для активно-індуктивного навантаження наведена на рис. 2.13 (крива 2).

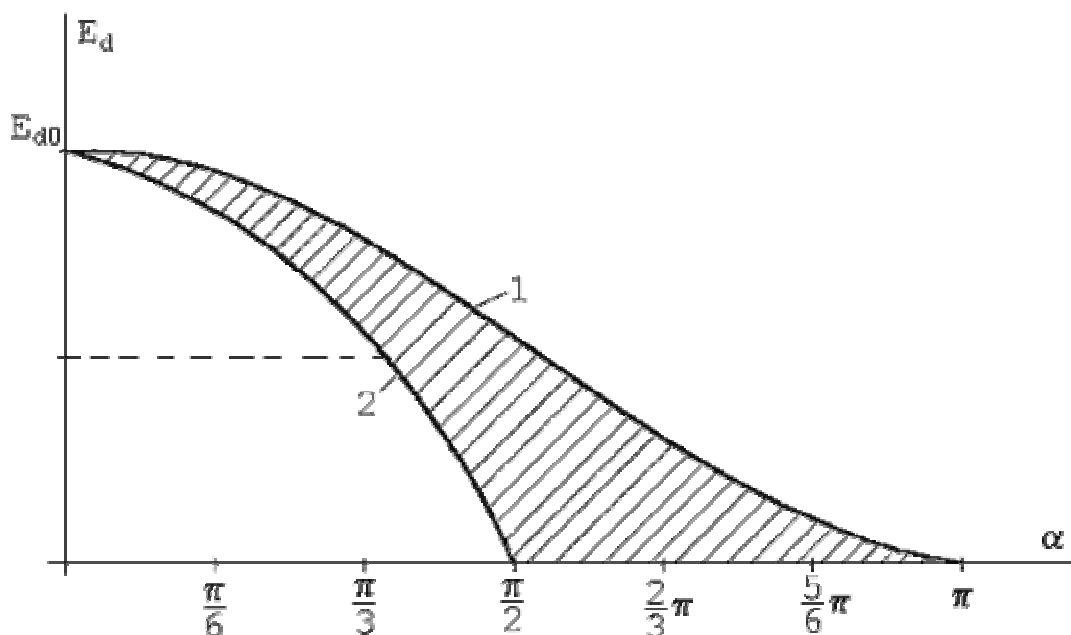


Рис. 2.13 – Регулювальні характеристики однофазного двопівперіодного випрямляча:

1 – при активному навантаженні; 2 – при активно-індуктивному

Якщо енергії, запасеної в індуктивності, недостатньо для забезпечення протікання струму протягом половини періоду, то вентиль, який проводить цей струм, вимкнеться раніше, ніж буде ввімкнений інший вентиль. Такий режим роботи схеми при активно-індуктивному навантаженні називається режимом із випрямленим струмом (рис.2.14).

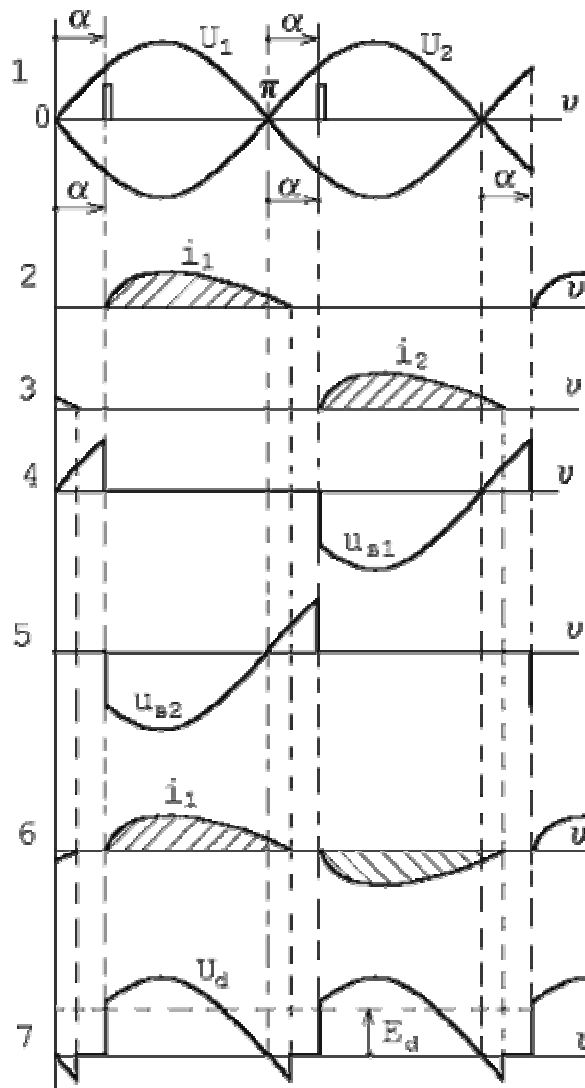


Рис. 2.14 – Діаграми струмів і напруг двопівперіодного випрямляча в режимі переривчастих струмів

Межа переходу до безперервного випрямленого струму залежить від співвідношення

$$X_d / R_d, \quad (2.18)$$

що характеризується кутом:

$$\psi = \arctg \frac{X_d}{R_d}. \quad (2.19)$$

якщо

$$\alpha \leq \psi, \quad (2.20)$$

режим безперервний, а при

$$\alpha > \psi \quad (2.21)$$

струм має характер.

У режимі безперервного струму постійна складова випрямленої напруги:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} E_2 \sin \omega t d\omega = E_{d0} \cos \alpha. \quad (2.22)$$

Струм вентиля в цьому режимі:

$$i_1 = \sqrt{2} \frac{E_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} [\sin(\omega - \psi) - \sin(\alpha - \psi) e^{-(\omega - \alpha) \tau_{\Sigma \psi}}]. \quad (2.23)$$

З останнього виразу видно, що перехід від переривчастого до безперервного режиму настає при $\alpha = \psi$.

Контрольні запитання

1. Для чого використовують електричний фільтр на виході випрямляча?
2. Які пульсації напруги й струму в навантаженні випрямляча без фільтра?
3. Чи співпадають за фазою напруга і струм при використанні активно-індуктивного навантаження випрямляча?
4. Де використовують індуктивні фільтри?
5. Чи рекомендується використовувати для потужних випрямлячів фільтри з ємнісною вхідною ланкою?
6. Для згладжування пульсацій якого вихідного параметра випрямлячів використовуються індуктивні фільтри?
7. В яких випадках використовують індуктивний фільтр?

2.4 Робота випрямлячів на активно-ємнісне навантаження

Для згладжування пульсацій вихідної напруги випрямляча можуть використовуватись ємнісні фільтри. Схема однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром наведена на рис. 2.15.

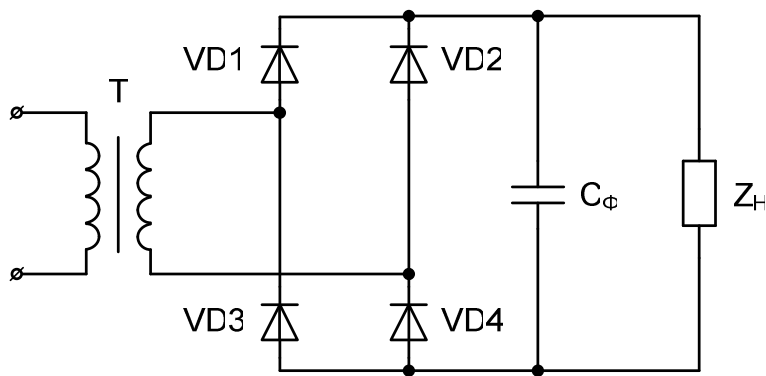


Рис. 2.15 – Схема однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром

Часові діаграми процесів у однофазному мостовому випрямлячі з ємнісним фільтром наведені на рис. 2.16.

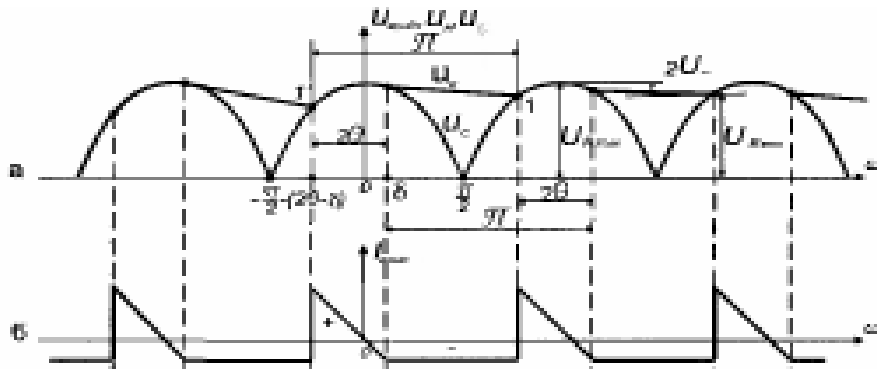


Рис. 2.16 – Часові діаграми процесів у однофазному мостовому випрямлячі з ємнісним фільтром

Як видно з часових діаграм, після зарядження ємнісного фільтра струм через вентилі не проходить, оскільки напруга на фільтрі вища від напруги випрямляча. У цей час ємність фільтра поступово розряджається на навантаження і не існує провалу напруги на навантаженні до нульового значення. Після перевищення напругою випрямляча напруги на фільтрі, останній знову заряджається. Що більша ємність фільтру, то менший провал напруги на навантаженні.

Половина часу, протягом якого струм протікає через вентиль прийнято називати кутом відсічки θ .

Якщо прийняти допущення, що індуктивності у навантаженні немає і враховується лише активний опір навантаження та вентилів в прямому напрямку, то струм на виході випрямляча розподілиться по двох паралельних ланках: змінна складова пройде через конденсатор, котрий являє собою безкінечно малий опір для всіх гармонік струму, а постійна складова – через навантаження.

Визначимо ємність конденсатора, якщо відоме або задано співвідношення

$$\frac{E_d \max}{E_d \min} = \frac{\sqrt{2}E_2}{E_{C\min}} = K. \quad (2.24)$$

Для двонапівперіодної схеми знаходимо

$$E_{C\min} = E_{C0} e^{-\frac{\pi - \varphi}{\omega C R_d}} \quad (2.25)$$

Звідки:

$$E_{C0} \approx \sqrt{2}E_2 e^{-\frac{\frac{\pi}{2} + \varphi}{\omega C R_d}} \quad (2.26)$$

З останнього виразу

$$\frac{\frac{\pi}{2} + \varphi}{\omega C R_d} = \ln \frac{\sqrt{2}E_2}{E_{C\min}}, \quad (2.27)$$

або

$$C = \frac{\frac{\pi}{2} + \varphi}{\omega R_d \ln \frac{\sqrt{2}E_2}{E_{C\min}}} = \frac{\frac{\pi}{2} + \varphi}{\omega R_d \ln K}. \quad (2.28)$$

Постійна складова випрямленої напруги для двопівперіодної схеми дорівнює:

$$E_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} \left[\cos \varphi + \omega C R_d \left(1 - e^{-\frac{\frac{\pi}{2} + \varphi}{\omega C R_d}} \right) \right]. \quad (2.29)$$

Постійна складова випрямленого струму дорівнює

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}, \quad (2.30)$$

а його амплітуда:

$$I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}. \quad (2.31)$$

Таким чином, наявність ємності на виході випрямляча зменшує пульсації його вихідної напруги та забезпечує постійний за величиною струм у навантаженні, який дорівнює середньому значенню пульсуючого струму.

Контрольні запитання

1. Де більші пульсації вихідної напруги при використанні однофазної схеми випрямляча: з фільтром чи без нього?
2. Яку функцію виконує ємність на виході випрямляча?
3. Скільки вентилів працює одночасно в схемі випрямляча, наведеній на рис. 2.15?
4. Чи постійно працюють вентиля в схемі випрямляча, наведеній на рис. 2.15?
5. Вказати, які пари вентилів працюють одночасно в схемі випрямляча, наведеній на рис. 2.15?
6. Чи проходить струм через вентиля після зарядження ємнісного фільтра?
7. Чи постійна напруга на ємнісному фільтрі після його зарядження?

3 ІНВЕРТОРИ, ЩО ВЕДУТЬСЯ МЕРЕЖЕЮ

3.1 Однофазний інвертор із середньою точкою

Розглянемо роботу інверторів, що ведуться мережею, на прикладі однофазного інвертора з середньою точкою вторинної обмотки трансформатора, схема якого наведена на рис.3.1. Між середньою точкою та катодами тиристорів включено джерело постійної е.р.с. E . Інвертор, який ведеться мережею, при кутах керування $\alpha \leq 90^\circ$ працює як випрямляч (рис. 3.2).

При куті керування $\alpha = 90^\circ$ середнє значення випрямленої напруги дорівнює нулю.

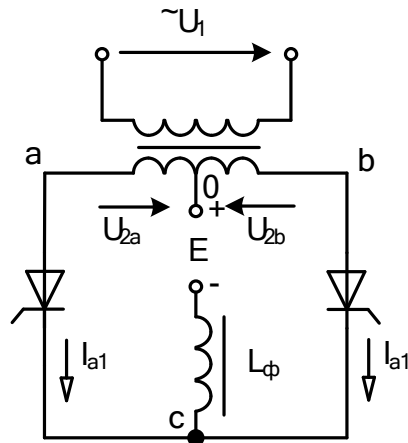


Рис. 3.1 – Схема однофазного інвертора з середньою точкою

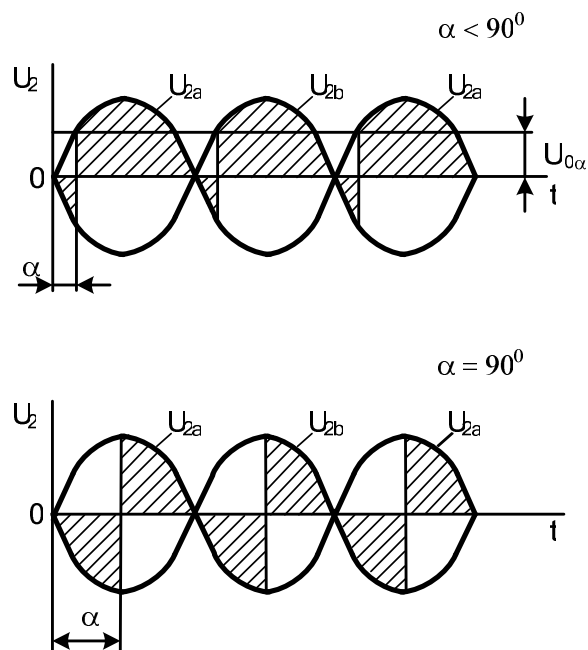


Рис. 3.2 – Часові діаграми при роботі однофазного інвертора з кутами керування $\alpha \leq 90^\circ$

Для передачі енергії від джерела E до мережі живлення необхідно, щоб напруга U_1 і струм I_1 знаходились в протифазі (рис. 3.3).

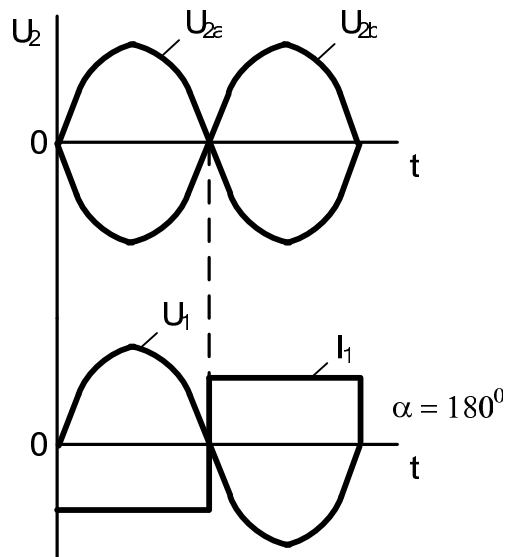


Рис. 3.3 – Часові діаграми при роботі однофазного інвертора з кутами керування $\alpha = 180^0$

Подібний зсув фаз можливий, якщо тиристори по черзі будуть відкриватися при від'ємній полярності напруг U_{2a} і U_{2b} . При цьому буде почергове підключення вторинних обмоток трансформатора до джерела Е. Слід урахувати той фактор, що при кутах керування $\alpha = 180^0$, коли один тиристор закривається, а інший відкривається, можливий режим короткого замикання джерела Е через вторинні обмотки трансформатора. Щоб виключити такий режим, необхідно зменшити кут керування α на кут випередження β . Тоді кут керування буде дорівнювати:

$$\alpha = 180^0 - \beta. \quad (3.1)$$

Часові діаграми при роботі однофазного інвертора з кутами керування $\alpha < 180^0$ на кут випередження β наведені на рис. 3.4.

Відкриття та закриття тиристорів при роботі однофазного інвертора відбувається під дією напруги вторинної обмотки трансформатора, яка створюється мережею змінного струму. Тому такі інвертори називаються інверторами, які ведуться мережею.

Інвертори, які ведуться мережею, досить часто використовуються на електричному транспорті, де електричні машини постійного струму можуть працювати як у режимі двигуна, так і в режимі генератора.

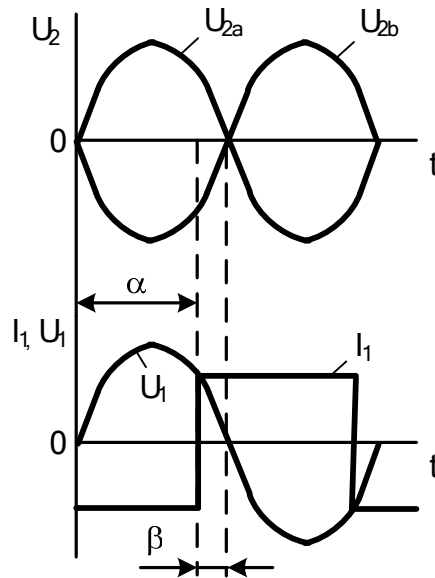


Рис. 3.4 – Часові діаграми при роботі однофазного інвертора з кутами керування $\alpha < 180^\circ$ на кут випередження β

На рис. 3.5 наведено сімейство зовнішніх характеристик однофазного інвертора при фіксованих значеннях кута випередження β .

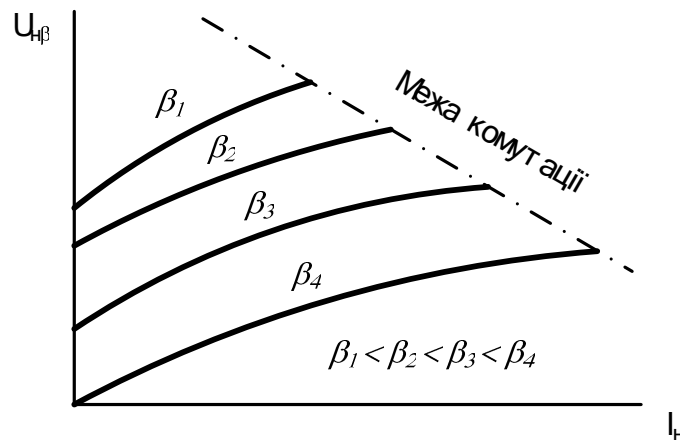


Рис. 3.5 – Сімейство зовнішніх характеристик однофазного інвертора при фіксованих значеннях кута випередження β

3.2 Трифазний мостовий інвертор

Схема трифазного мостового інвертора, який може працювати в режимі випрямляча, наведена на рис. 3.6.

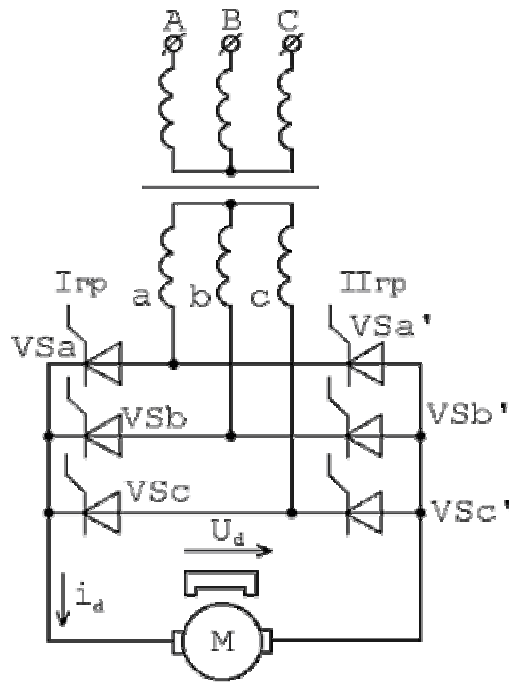


Рис. 3.6 – Схема трифазного мостового інвертора

Робота трифазного мостового інвертора ілюструється часовими діаграмами, наведеними на рис. 3.7.

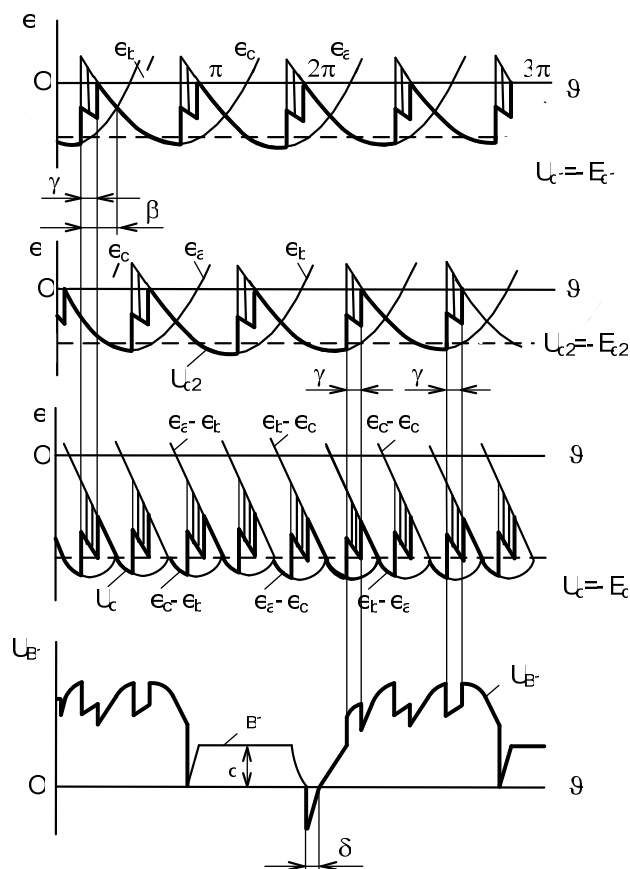


Рис. 3.7 – Часові діаграми при роботі трифазного мостового інвертора

Проти-е.р.с. мостового інвертора в цілому дорівнює напрузі U_d , яка:

$$U_d = U_{d1} + U_{d2} \quad (3.2)$$

Напруга U_d в кожний момент часу дорівнює лінійній напрузі.

Проти-е.р.с. мостового інвертора дорівнює:

$$E_d = E_{d1} + E_{d2} \quad (3.3)$$

Звідки:

$$E_d = -U_d \quad (3.4)$$

Пулсації проти-е.р.с. мостового інвертора мають шестикратну частоту по відношенню до е.р.с. мережі змінного струму.

Для боротьби з високочастотними коливаннями, що можуть виникати при роботі інвертора, паралельно тиристорам включають демфуючі RC-ланцюги.

На рис. 3.8 наведені зовнішні, вхідні та обмежувальні характеристики трифазного мостового інвертора для режимів випрямляча та інвертора.

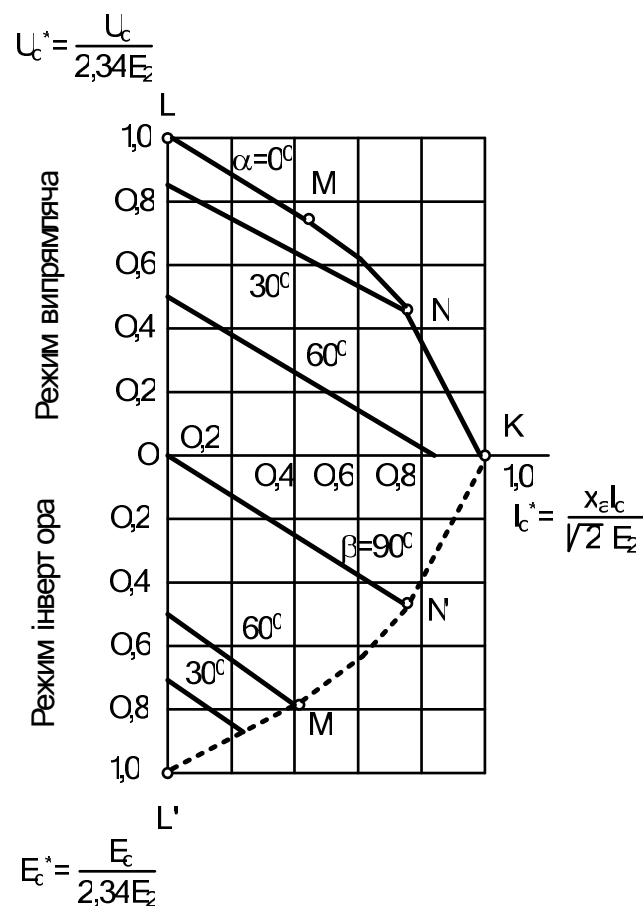


Рис. 3.8 – Зовнішні, вхідні та обмежувальні характеристики трьохфазного мостового інвертора для режимів випрямляча та інвертора

Контрольні запитання

1. Де використовуються інвертори, що ведуться мережею?
2. Які інвертори, що ведуться мережею, ви знаєте?
3. У яких режимах працюють інвертори, що ведуться мережею?
4. Що таке кут випередження?
5. При яких кутах керування працюють інвертори, що ведуться мережею?
6. Чи можуть інвертори, що ведуться мережею, працювати в режимі випрямляча?
7. Чому необхідно вводити кут випередження?

4. КЛАСИФІКАЦІЯ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

У першому розділі наведена коротка класифікація імпульсних перетворювачів. У даному розділі розглядаються нереверсивні та реверсивні імпульсні перетворювачі постійного струму.

4.1 Нереверсивні імпульсні перетворювачі

В електроприводах постійного струму необхідно плавно змінювати напругу на обмотках електродвигуна. Таку функцію виконує імпульсний перетворювач постійної напруги. В імпульсному перетворювачі за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) безперервна напруга контактної мережі перетворюється на послідовні імпульси, ширина яких змінюється в залежності від того, яку напругу необхідно мати на обмотках електродвигуна. Розглянемо роботу імпульсного перетворювача в складі електроприводу постійного струму на спрощеній схемі в режимі пуску, наведеній на рис. 4.1.

Уданій схемі вхідний індуктивно-ємнісний фільтр L_{ϕ} , C_{ϕ} служить для обмеження перенапруги на імпульсному перетворювачі при його запиранні, а також для згладжування пульсацій струму у контактній мережі.

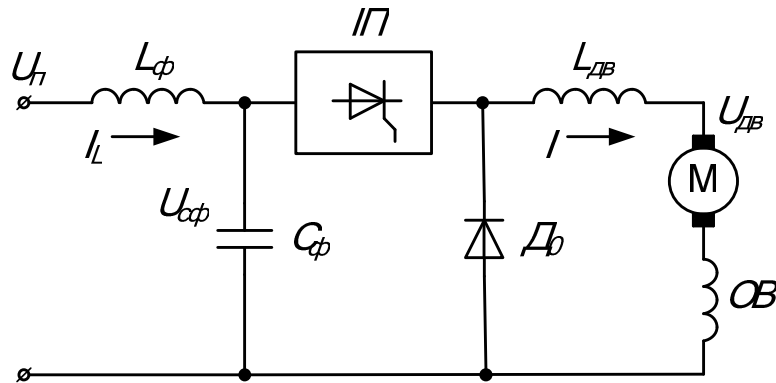


Рис. 4.1 – Принципова схема імпульсного регулювання напруги на обмотках електродвигуна за рахунок ШІМ у режимі пуску

Графіки струму і напруги при імпульсному регулюванні напруги на обмотках електродвигуна за рахунок ШІМ наведені на рис. 4.2.

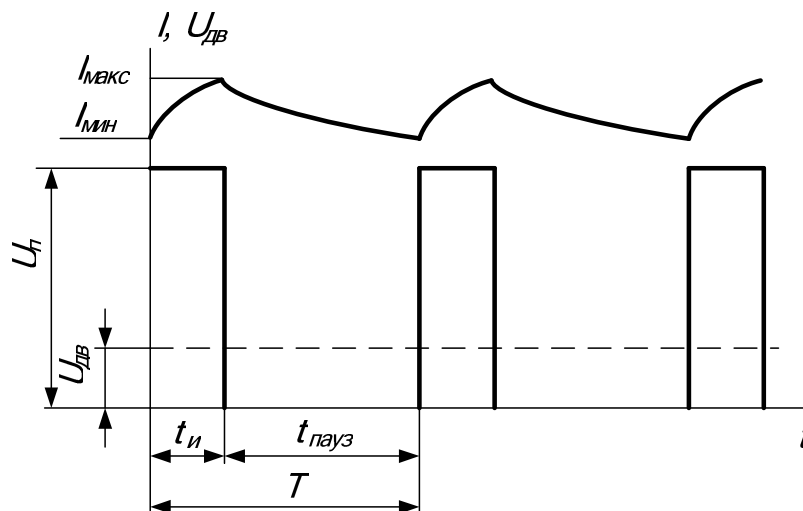


Рис. 4.2 – Графіки струму і напруги при імпульсному регулюванні напруги на обмотках електродвигуна за рахунок ШІМ

Напруга на електродвигуні змінюється періодичним вмиканням і вимиканням імпульсного перетворювача. Протягом часу імпульсу $t_{\text{и}}$ імпульсний перетворювач відкритий і до ланцюга електродвигуна прикладена

напруга $U_{сф}$, середнє значення якої можна прийняти рівним напрузі джерела живлення:

$$U_{сф}=U_{п}, \quad (4.1)$$

якщо зневажити порівняно малим падінням напруги в омичному опорі дроселя $L_{ф}$. При цьому струм у електродвигуні зростає запо експонентою від $I_{мін}$ до $I_{макс}$ і енергія з контактної мережі й конденсатора $C_{ф}$ затрачається не тільки для виконання роботи електродвигуна й подолання втрат за час $t_{и}$, але й запасається в індуктивностях, а потім витрачається на виконання роботи електродвигуна і на втрати під час паузи $t_{пауз}$. При запиранні імпульсного перетворювача струм у ланцюзі електродвигуна зменшується, в його обмотках і дроселі $L_{д}$ виникає ЕДС самоіндукції, під дією якої струм у електродвигуні продовжує протікати, замикаючись через нульовий діод D_0 .

Середнє значення вихідної напруги імпульсного перетворювача дорівнює:

$$U_{сф} = (t_{и}/T) * U_{п}, \quad (4.2)$$

де T – період, який не змінюється в часі.

При постійному середньому струмі через електродвигун $I = \text{const}$ – має місце прямолінійна залежність між кутовою швидкістю електродвигуна ω і коефіцієнтом заповнення λ , який дорівнює:

$$\lambda = t_{и}/T. \quad (4.3)$$

При значеннях $\lambda=0$ і $\lambda=1$, що визначають межі імпульсного регулювання, маємо:

$$\Delta I = I_{макс} - I_{мін} = 0. \quad (4.4)$$

Перша межа ($\lambda=0$) не має практичного значення. Формально її одержують при $t_{и} = 0$.

Друга межа ($\lambda=1$) настає при виході на автоматичну характеристику електродвигуна, коли імпульсний перетворювач відкритий весь час.

Крім режиму пуску, імпульсні перетворювачі з ШІМ використовуються в режимах рекуперативного й реостатного гальмування та для ослаблення поля електродвигуна.

Принципова схема рекуперативного й реостатного гальмування складається з тих самих елементів, що й схема імпульсного перетворювача в режимі пуску, але змінено їхнє з'єднання (рис. 4.3).

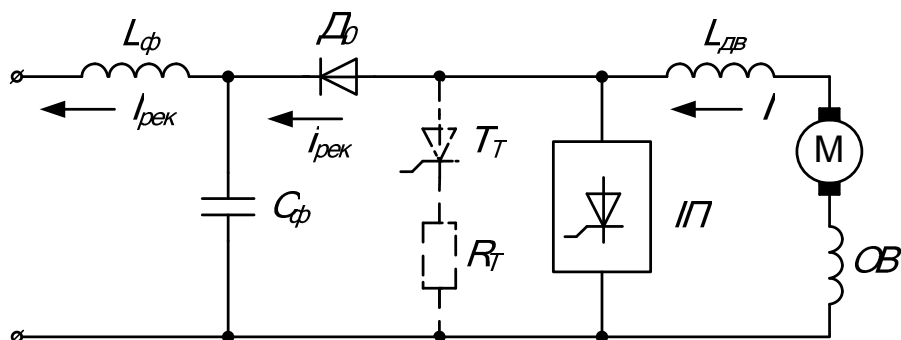


Рис. 4.3 – Принципова схема імпульсного керування ТЕД у режимі гальмування

Імпульсний перетворювач включений паралельно до навантаження, а зворотний діод D_0 пропускає струм рекуперації $i_{рек}$ і перешкоджає протіканню струму із джерела живлення в ланцюг електродвигуна.

Штриховою лінією показаний ланцюг гальмового реостата R_T , що підключається автоматично при вмиканні тиристора T_T , коли підвищується напруга на конденсаторі C_ϕ вище від допустимого значення. Для обмеження пульсації струму в електродвигуні служить дросель $L_{дв}$, а для обмеження пульсацій струму в контактній мережі – фільтр C_ϕ , L_ϕ . При вмиканні імпульсного перетворювача в інтервалі t_n для електродвигуна утворюється короткозамкнений контур. Енергія, що виробляється в електродвигуні в генераторному режимі, за винятком втрат в активних опорах контуру, накопичується в індуктивностях обмоток електродвигуна і дроселя $L_{дв}$. При цьому струм I в електродвигуні зростає, а струм через зворотний діод $i_{рек} = 0$. При запиранні імпульсного перетворювача струм I в електродвигуні

зменшується, а в обмотках електродвигуна і дроселі виникає ЕДС самоіндукції, під дією якої напруга на імпульсному перетворювачі стає вищою від напруги на фільтрі й струм через D_0 надходить до контактної мережі $i_{рек} = I$. Таким чином, на вхід фільтра L_ϕ , C_ϕ електроенергія рекуперації надходить імпульсами:

$$A_{п.рек} = U_{сф} * i_{рек} * t_{пауз}. \quad (4.5)$$

Струм до контактної мережі тече безупинно завдяки нагромадженню енергії у фільтрі під час $t_{и}$ і віддачі її в мережу під час $t_{пауз}$. Середній струм рекуперації дорівнює:

$$I_{рек} = I * (t_{пауз} / T) = I * (1 - t_{и} / T) = I * (1 - \lambda) \quad (4.6)$$

Якщо зневажити відносно малою середньою напругою на дроселі L_d , то середня напруга на ТЕД:

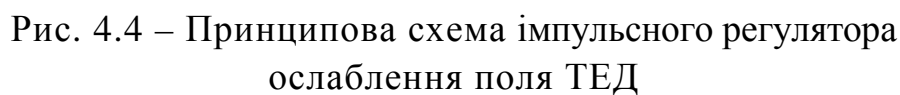
$$U_{дв} \approx U_{п} * (t_{пауз} / T) = U_{п} * (1 - \lambda) \quad (4.7)$$

Пульсації струму в електродвигуні при рекуперативному гальмуванні аналогічні режиму пуску. Використовуючи раніше прийняті спрощення при ШІМ, можна констатувати, що максимальні пульсації струму досягають при $\lambda = 0,5$. Процес рекуперації енергії до контактної мережі закінчується при $\lambda = 1$.

Імпульсний регулятор ослаблення поля ТЕД можна виконати за схемою, наведеною на рис. 4.4.

Імпульсне регулювання ослаблення поля електродвигуна здійснюється зміною коефіцієнта заповнення λ імпульсів напруги на обмотці збудження. Таке регулювання можна одержати при різних способах включення імпульсного перетворювача поля. На рис. 3.4 імпульсний регулятор ослаблення поля електродвигуна включений паралельно його обмотці збудження ОВ.

При вимкненому імпульсному регуляторі ослаблення поля обмотка збудження шунтована значним опором $R_{ш1}$. При цьому початковий коефіцієнт ослаблення поля $\alpha_{нач}$ визначається опором $R_{ш1}$.


$$R_{III0B}=R_{III1}*R_{III2}|(R_{III1}+R_{III2}) \quad (4.8)$$

що відповідає максимальному ослабленню поля. У процесі підвищення кутової швидкості електродвигуна після завершення роботи регулятора напруги ($\lambda = 1$) вступає в дію імпульсний регулятор ослаблення поля, у якого поступово збільшується коефіцієнт заповнення $\lambda_{\text{п}}$ і відповідно зменшується α . Після завершення регулювання імпульсний регулятор ослаблення поля залишається відкритим ($\lambda_{\text{п}} = 1$) і забезпечується $\alpha_{\text{мін}}$. При виборі $R_{\text{ш2}}$ по $\alpha_{\text{мін}}$ варто враховувати спадання напруги на головному тиристорі імпульсного регулятора ослаблення поля, особливо в тому випадку, коли $\alpha_{\text{мін}}$ вибирають для заданої сталої швидкості, при якій звичайно невеликий струм у електродвигуна і відповідно мале спадання напруги на обмотці збудження.

4.2 Реверсивні імпульсні перетворювачі

Реверсивні імпульсні перетворювачі забезпечують безконтактне регулювання та реверсування струму в навантаженні. Їх виконують у більшості випадків за мостовою схемою.

Схема реверсивного імпульсного перетворювача наведена на рис. 4.5.

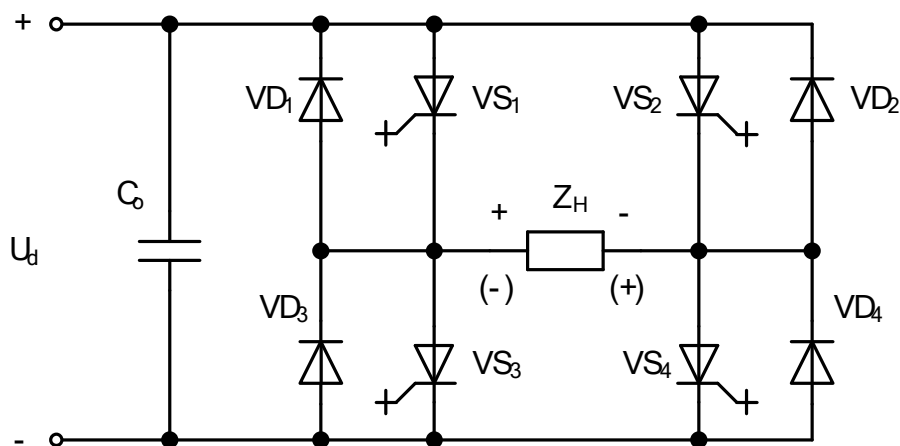


Рис. 4.5 – Схема реверсивного імпульсного перетворювача

Схема працює наступним чином. При включених тиристорах VS_1 та VS_4 енергія від джерела живлення поступає до навантаження. При запиранні тиристорів VS_1 та VS_4 , струм у навантаженні за рахунок е.р.с. самоіндукції не

змінює свій напрям і через діоди VD_3 та VD_2 поступає до джерела живлення. Для реверсування схеми необхідно включати тиристори VS_2 та VS_3 .

Контрольні запитання

1. У яких випадках використовують імпульсні перетворювачі постійної напруги?
2. За рахунок якого параметру регулюється напруга в навантаженні імпульсного перетворювача при використанні ШІМ?
3. Що таке коефіцієнт заповнення?
4. У якому випадку коефіцієнт заповнення дорівнює нулю?
5. У якому випадку коефіцієнт заповнення дорівнює одиниці?
6. Яка ширина імпульсу напруги у випадку, коли коефіцієнт заповнення дорівнює одиниці?
7. Яка ширина імпульсу напруги у випадку, коли коефіцієнт заповнення дорівнює нулю?
8. Які типи імпульсних перетворювачів постійної напруги ви знаєте?
9. За якою схемою виконується реверсивний імпульсний перетворювач?

5. ІНВЕРТОРИ СТРУМУ ТА НАПРУГИ В ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ ЗМІННОГО СТРУМУ

5.1 Автономні інвертори струму

Для автономного інвертора струму (АІС) характерним є те, що він формує в навантаженні струм, а форма і фаза вихідної напруги залежать від параметрів навантаження. Живлення АІС відбувається від джерела, що працює в режимі генератора струму. Для цього у вхідному ланцюзі АІС вмикається реактор із великою індуктивністю. Реактор виконує також функцію фільтра вищих гармонічних напруг, оскільки до нього в будь-який момент часу прикладається різниця між незмінною напругою джерела живлення й пульсуючою напругою

на вході інвертора. Крім того, реактор перешкоджає розряду конденсатора, що стоїть у ланці навантаження, на джерело живлення під час комутації струму в тиристорах та забезпечує інвертору аперіодичний режим роботи, що характеризується малими пульсаціями вихідного струму.

Інвертор струму має забезпечувати режим роботи, при якому між анодом і катодом зачиненого тиристора протягом деякого часу підтримується від'ємна напруга, необхідна для відновлення замикаючих властивостей тиристора. Цей час називається часом виключеного стану.

При активно-індуктивному характері навантаження баланс реактивної потужності забезпечується комутуючими конденсаторами. Конденсатори по відношенню до навантаження можуть бути увімкненими паралельно, послідовно, послідовно-паралельно. У залежності від цього АІС підрозділяються на паралельні, послідовні, послідовно-паралельні.

Розглянемо принцип роботи автономного інвертора струму на прикладі однофазного паралельного інвертора струму з середньою точкою, наведеного на рис. 5.1.

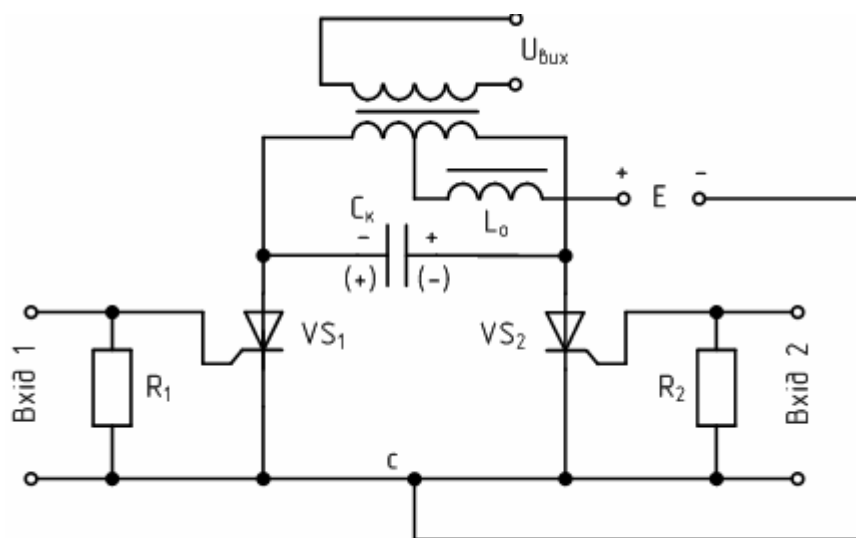


Рис. 5.1 – Схема однофазного паралельного автономного інвертора струму з середньою точкою

Часові діаграми, наведені на рис. 5.2, ілюструють роботу однофазного паралельного автономного інвертора струму з середньою точкою.

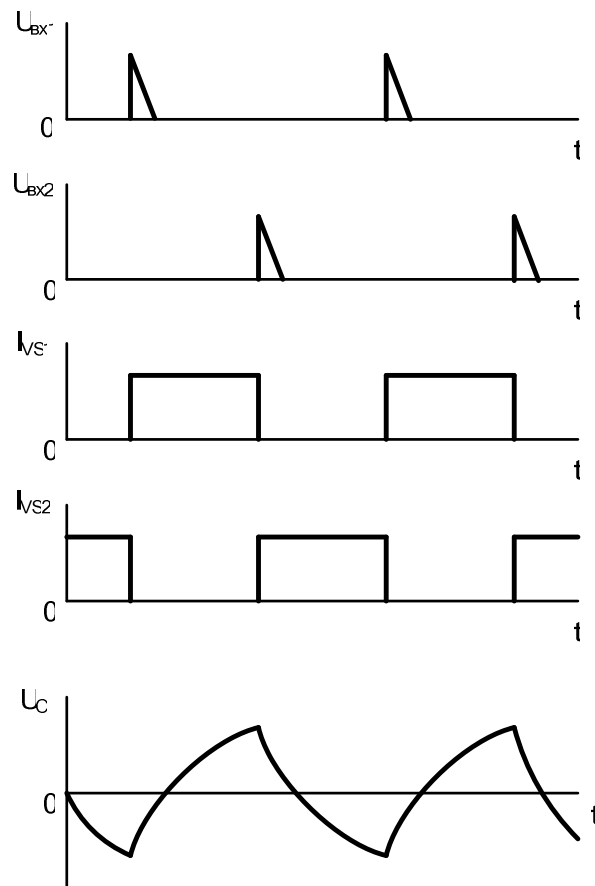


Рис. 5.2 – Часові діаграми роботи однофазного паралельного автономного інвертора струму з середньою точкою.

На керуючі електроди тиристорів VS1 та VS 2 від системи керування (СК) поступають імпульси керування відповідної амплітуди й частоти з відносним зсувом фаз у 180° . До ланцюга джерела живлення введено дросель L_0 із достатньо великою індуктивністю, завдяки чому вхідний струм I_d ідеально згладжений, а струм, що йде через тиристори, має прямокутну форму. При вмиканні, наприклад, тиристора VS1 у його анодному ланцюзі починає протікати струм, що визначається струмом заряду конденсатора C_k і струмом в одній половині обмотки трансформатора Тр. Унаслідок явища взаємодукції при проходженні зростаючого струму i_l в одній половині обмотки трансформатора Тр – в іншій виникає така сама за величиною е.р.с. Конденсатор C_k до кінця півперіоду виявляється зарядженим до напруги u_c . При увімкненні тиристора VS2 утворюється ланцюг для розрядження конденсатора C_k через тиристор VS1. Під дією розрядного струму конденсатора

C_k , направлено назустріч анодному струму тиристора VS1, останній замикається. Комутація струму відбувається практично миттєво, оскільки індуктивності розсіювання обмоток трансформатора – поза контуром комутації. Конденсатор C_k через тиристор VS2 починає розряджатися і набуває протилежної полярності. У результаті через вторинну обмотку трансформатора Tr проходить змінний струм. Слід зазначити, що при увімкненні наступного тиристора, одночасного з розрядженням конденсатора C_k по контуру двох відкритих тиристорів, відбувається також його розрядження на первинну обмотку трансформатора. При цьому частина енергії конденсатора переходить до енергії індуктивностей контуру, а частина розсіюється в його активних опорах.

При відмиканні тиристора VS1 весь процес повторюється. До тиристора, що вимикається, прикладається напруга конденсатора C_k , який перезаряджається і протягом часу $t_{вимк}$ підтримує на тиристорі від’ємну напругу.

У режимі холостого ходу інвертор струму не може працювати внаслідок зростання амплітуди зворотних і прямих напруг на тиристорах, що є його суттєвим недоліком. При перевантаженнях робота АІС ускладнена через недостатність часу для відновлення замикаючих властивостей тиристорів. Інвертори струму мають близьку до синусоїдальної форму вихідної напруги та прямокутну форму вихідного струму, відносно малі пульсації вхідного струму. Зовнішня характеристика інвертора струму м’яка.

Контрольні запитання

1. Що є характерним для автономного інвертора струму?
2. Від чого залежать форма і фаза вихідної напруги у автономного інвертора струму?
3. Чи може інвертор струму працювати в режимі холостого ходу?
4. Чи може інвертор струму працювати при перевантаженнях?
5. Яку форму вихідної напруги має інвертор струму?

6. Яку форму вихідного струму має інвертор струму?
7. Як по відношенню до навантаження можуть бути увімкненими конденсатори у автономного інвертора струму ?
8. Як називаються автономні інвертори струму з паралельно включеними конденсаторами?

5.2 Автономні інвертори напруги

5.2.1 Однофазні автономні інвертори напруги

Роботу автономного інвертора напруги розглянемо на прикладі однофазного мостового інвертора напруги. Схема такого інвертора напруги наведена на рис. 5.3. Як видно, вона цілком подібна до схеми імпульсного перетворювача постійної напруги. Інвертор на рис. 5.3 реалізований на двоопераційних тиристорах, хоча замість них можуть бути одноопераційні тиристори, силові польові, біполярні або *IGBT*-транзистори. У разі використання одноопераційних тиристорів потрібні спеціальні схеми штучної комутації для закривання тиристорів у будь-який потрібний момент.

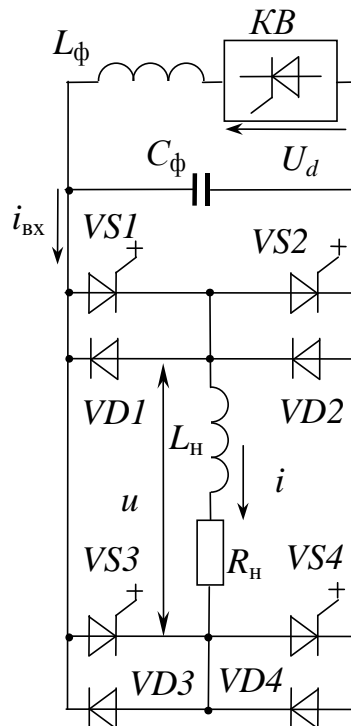


Рис. 5.3 – Однофазний мостовий автономний інвертор напруги

Діаграми напруг та струмів при активному навантаженні наведені на рис. 5.4.

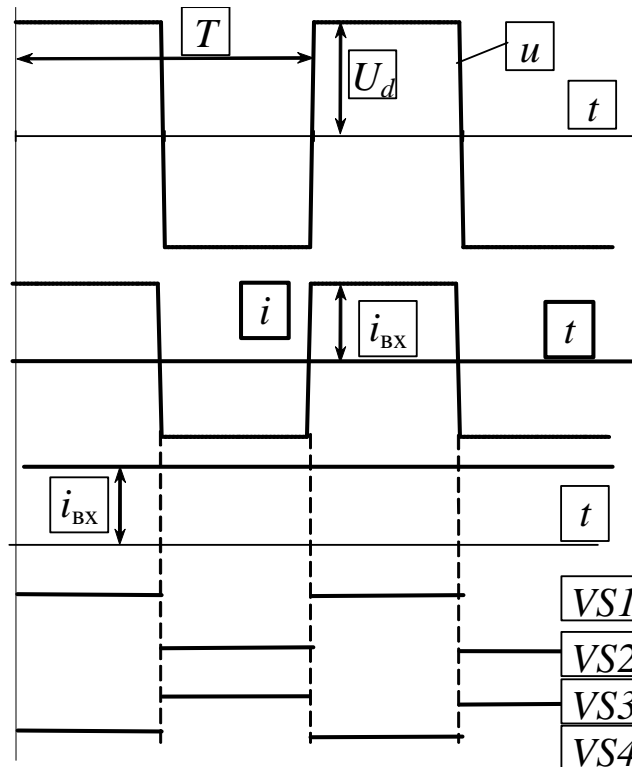


Рис. 5.4 – Діаграми напруг та струмів при активному навантаженні

Живиться інвертор від джерела постійної напруги, наприклад від керованого випрямляча КВ. Дросель L_{ϕ} призначений для згладжування коливань випрямленого струму та забезпечення його безперервного характеру.

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. Енергія протягом усього періоду вихідної напруги передається лише в одному напрямку: від джерела живлення через АІН до навантаження.

Щоби змінити частоту вихідної напруги, достатньо змінити частоту перемикання ключів, не змінюючи послідовності цього перемикання. Оскільки інвертор змінити свою вихідну напругу за такого алгоритму керування не може, регулювання амплітуди вихідної напруги здійснюється за допомогою керованого випрямляча КВ.

Процеси в АІН при індуктивному навантаженні наведені на рис. 5.5.

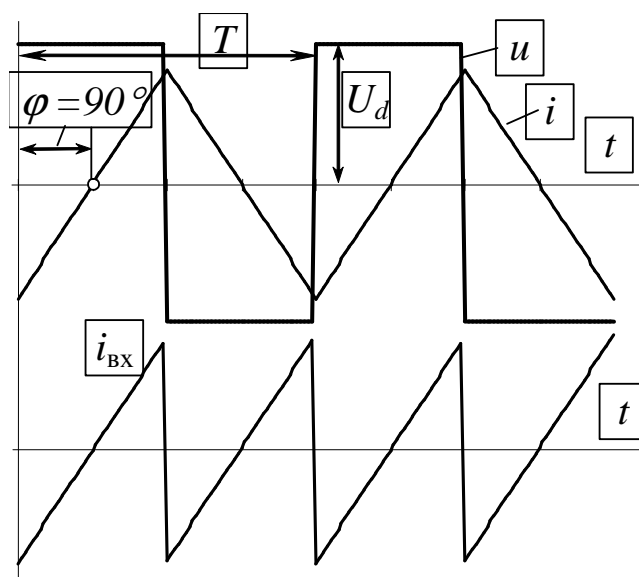


Рис. 5.5 – Діаграми напруг та струмів при індуктивному навантаженні

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

Якщо навантаження активно-індуктивне, процеси в інверторі описуються рівнянням:

$$u = iR_{\text{н}} + L_{\text{н}} \frac{di}{dt}, \quad (5.1)$$

а вихідний струм має кусково-експоненціальний характер (рис. 5.6).

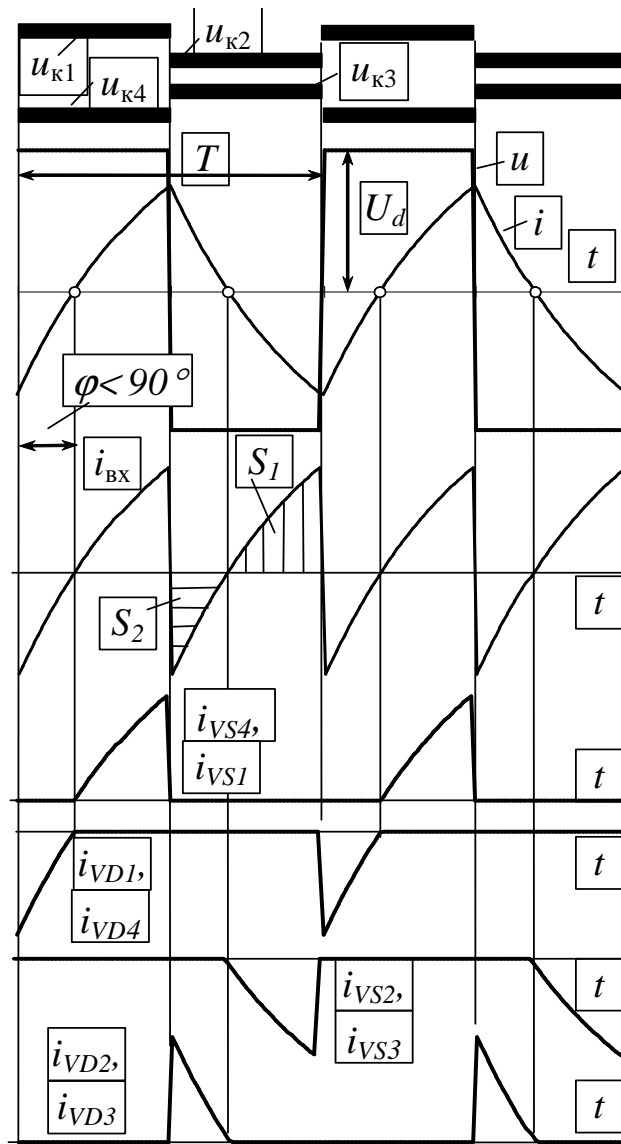


Рис. 5.6 – Діаграми напруг та струмів при активно-індуктивному навантаженні

Хоча кожний із тиристорів, як і раніше, отримує керуючі імпульси впродовж півперіоду, тривалість їх роботи менша. Одразу після закривання однієї пари тиристорів і подачі імпульсів до іншої, струм навантаження спочатку тече через зворотні діоди за рахунок енергії, накопиченої на попередньому інтервалі в індуктивності, і лише після зміни свого знаку переходить на зустрічно-паралельні їм тиристори. Фазовий зсув струму відносно напруги дорівнює 90° . Вхідний струм при цьому короткочасно стає негативним, однак його середнє значення більше від нуля.

Це означає, що хоча потік енергії і змінює періодично напрям, але в середньому за період інвертор споживає електричну енергію, яка витрачається

у вигляді тепла в активному опорі навантаження Тривалість відкритого стану керованих ключів за RL -навантаження завжди більша, ніж діодів.

Якщо інвертор живиться від нереверсивного випрямляча, 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.

Як видно з рис. 5.4 – 5.6, вихідні напруга та струм хоч і знакозмінні, але досить далекі від синусоїдальних. Вищі гармоніки струму навантаження призводять до збільшення втрат активної енергії у контурі навантаження.

Діюче значення вихідної напруги дорівнює:

$$U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u^2 dt} = U_d \quad (5.2)$$

Амплітуда k -ої гармоніки вихідної напруги:

$$U_{m(k)} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}, \quad (5.3)$$

де

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(k\omega t) dt, \quad (5.4)$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(k\omega t) dt - \text{коефіцієнти Фур'є.} \quad (5.5)$$

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

$$\begin{aligned} U_{m(k)} = B_k &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} U_d \sin(k\omega t) dt - \int_{T/2}^T U_d \sin(k\omega t) dt \right] = \\ &= \frac{U_d}{k\pi} \left[\int_0^{k\pi} \sin \theta d\theta - \int_{k\pi}^{2k\pi} \sin \theta d\theta \right] = \frac{4U_d}{k\pi} \cdot \frac{1 - (-1)^k}{2}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Як видно з останнього виразу, парних гармонік напруги не існує.

Вихідний струм АІН із RL -навантаженням дорівнює:

$$i = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega t - \phi_k)}{k\sqrt{R_H^2 + (k\omega L_H)^2}} \cdot \frac{1 - (-1)^k}{2}, \quad (5.7)$$

де

$$\phi_k = \arctg \frac{k\omega L_H}{R_H} - \text{фазовий зсув } k\text{-ої гармоніки струму.} \quad (5.8)$$

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

$$U_{m(1)} = B_1 = \frac{4U_d}{\pi}. \quad (5.9)$$

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

Коефіцієнт викривлень напруги відображає внесок першої гармоніки в діюче значення напруги

$$\nu_U = \frac{U_{(1)}}{U} = \frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}U} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.10)$$

і дорівнює 0,9003.

Найбільшою з вищих гармонік буде третя ($k = 3$). Її амплітуда лише втричі менша за амплітуду першої гармоніки і дорівнює:

$$U_{m(3)} = B_3 = \frac{4U_d}{3\pi}. \quad (5.11)$$

Зв'язок між середнім вхідним струмом та діючим значенням вихідного можна знайти з рівняння енергетичного балансу:

$$U_d I_{\text{вх}} = \frac{U_{m(1)} I_{(1)} \cos \phi_H}{\sqrt{2}}, \quad (5.12)$$

де

$I_{(1)}$ – діюче значення першої гармоніки вихідного струму;

ϕ_H – зсув між вихідними напругою та струмом.

Звідси:

$$I_{\text{вх}} = I_{(1)} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \phi_{\text{н}}. \quad (5.13)$$

Однофазний автономний інвертор напруги може працювати на проти-ЕРС. Розглянемо роботу однофазного автономного інвертора напруги з амплітудною модуляцією, навантаженням якого є фазна обмотка статора двигуна змінного струму (рис. 5.7). Під час обертання ротора двигуна в обмотці статора виникає синусоїдна проти-ЕРС. На рис. 5.7 позначені напрямки струмів та проти-ЕРС, які надалі вважатимемо позитивними.

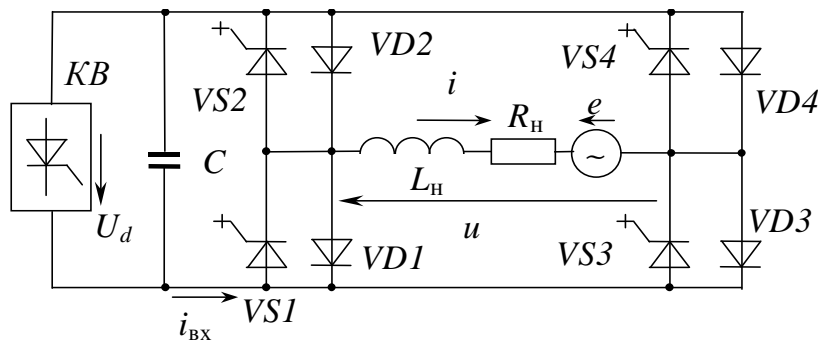


Рис. 5.7 – Схема однофазного автономного інвертора напруги при роботі на проти-ЕРС

Часові та векторна діаграми при роботі однофазного автономного інвертора напруги на проти-ЕРС наведені на рис. 5.8.

Рівняння напруг для контуру навантаження має вигляд:

$$u = e + iR_{\text{н}} + L_{\text{н}} \frac{di}{dt}; \quad (5.14)$$

$$e = E_m \sin(\omega t - \theta), \quad (5.15)$$

де θ – фаза проти-ЕРС відносно вихідної напруги.

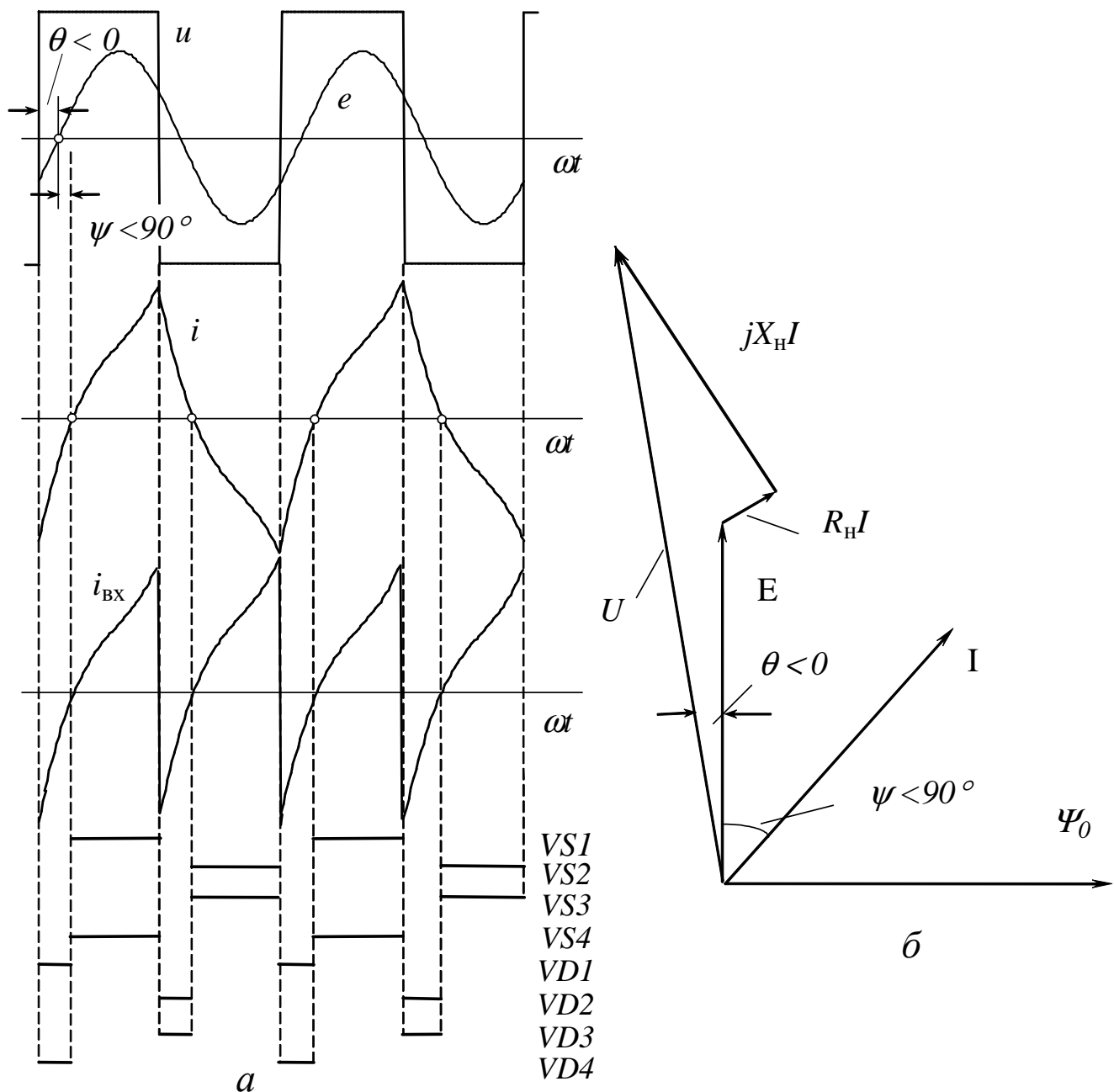


Рис. 5.8 – Часові та векторна діаграми при роботі однофазного автономного інвертора напруги на проти-ЕРС у режимі двигуна

Режим роботи інвертора суттєво залежить від фази θ . Коли електрична машина працює у режимі двигуна, проти-ЕРС статора запізнюється відносно вихідної напруги АІН на кут θ (векторна діаграма на рис. 5.8б). Тому одразу після чергової комутації проти-ЕРС завжди направлена згідно з напругою інвертора та назустріч струмові. Це сприяє швидшому зменшенню останнього, ніж при активно-індуктивному навантаженні. Діоди закриваються раніше, а протягом більшої частини періоду вихідної напруги відкриті тиристори АІН

(рис. 5.8а). Струм статора при цьому відстає від проти-ЕРС на кут $\psi < 90^\circ$. Середнє значення випрямленого струму збігається за знаком із випрямленою напругою. Енергія споживається інвертором від випрямляча навіть за відсутності активного опору навантаження.

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

У разі відсутності у двигуні втрат на гістерезис струм статора синфазний із головним потоком Ψ_0 і запізнюється відносно проти-ЕРС на кут $\Psi = 90^\circ$ (рис. 5.9б). Це означає, що джерело проти-ЕРС не споживає активної енергії від АІН (протягом однієї половини кожного періоду вихідної напруги повертається та сама кількість енергії, яка споживається протягом другої). Про це також свідчить те, що середнє значення споживаного інвертором струму $I_{\text{вх}} = 0$, а тривалості відкритого стану тиристорів та діодів однакові (рис. 5.9а).

При роботі машини змінного струму в рекуперативному режимі проти-ЕРС випереджує напругу. Тому на момент комутації напруга на виході інвертора та проти-ЕРС направлені зустрічно.

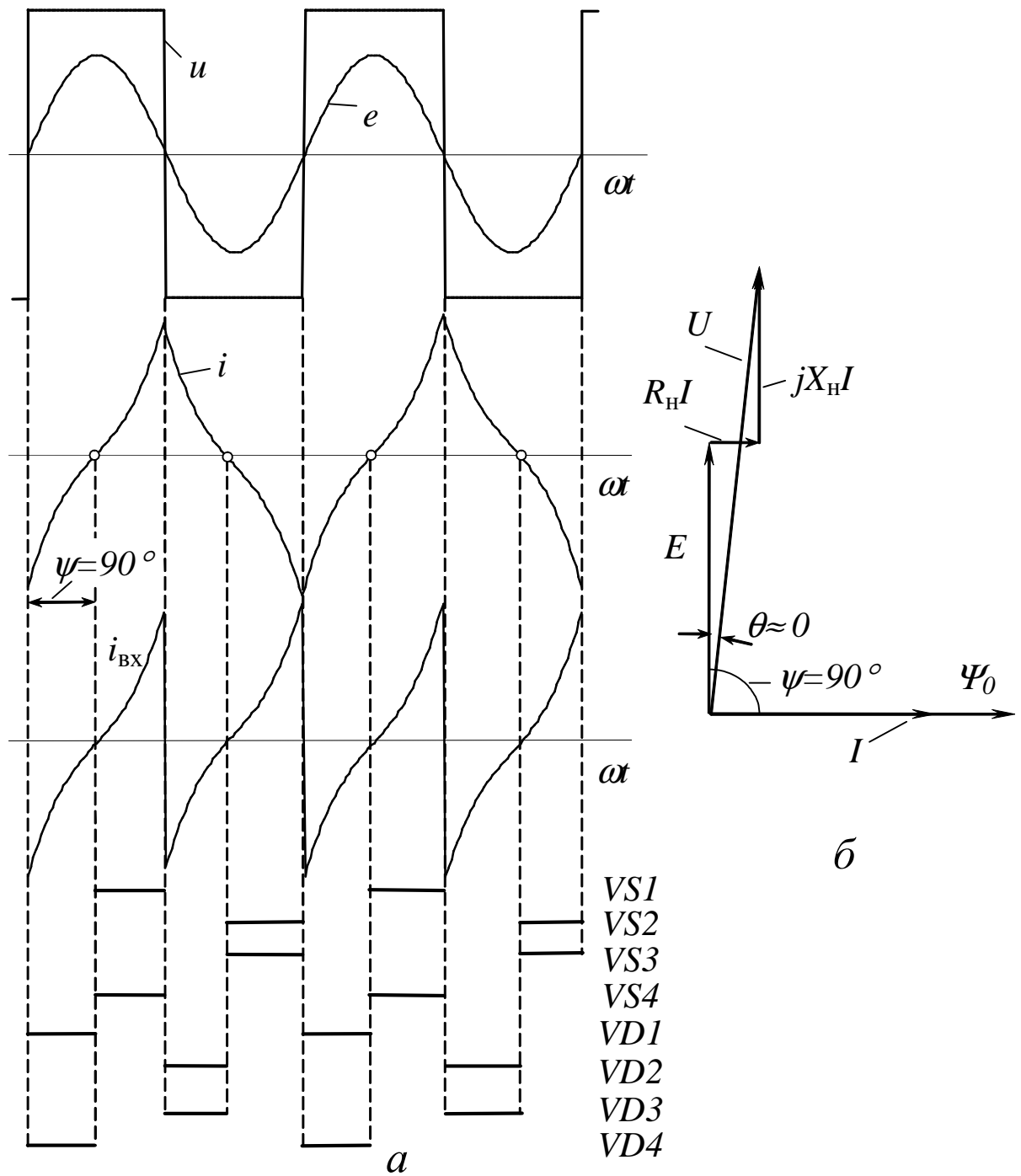


Рис. 5.9 – Часові та векторна діаграми при роботі однофазного автономного інвертора напруги на проти-ЕРС у режимі холостого ходу

Як наслідок – струм після комутації спадає повільніше і тому відстає від проти-ЕРС на кут $\psi > 90^\circ$ (рис. 5.10). Тривалість відкритого стану діодів більша, ніж тиристорів, унаслідок чого середнє значення вхідного струму негативне. АІН передає енергію від джерела проти-ЕРС до ланки постійного

струму, підзаряджаючи конденсатор C та працюючи фактично в режимі випрямляча.

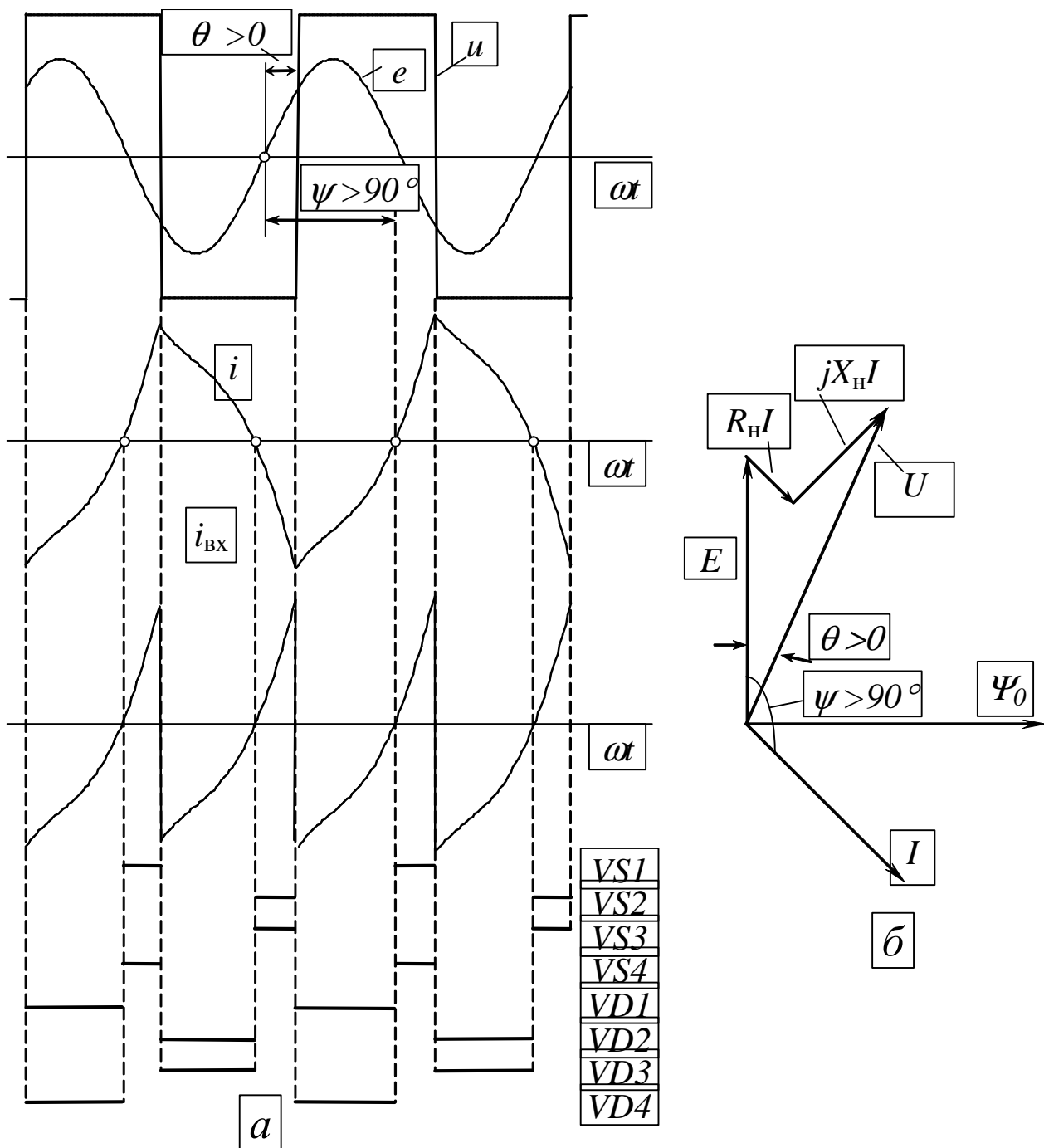


Рис. 5.10 – Часові та векторна діаграми при роботі однофазного автономного інвертора напруги на проти-ЕРС у рекуперативному режимі

5.2.2 Трифазні автономні інвертори напруги

Трифазні АІН призначені для живлення асинхронних та синхронних електродвигунів. На практиці використовуються лише трифазні мостові автономні інвертори напруги. Розглянемо їх роботу на прикладі інвертора на двоопераційних тиристорах (рис. 5.11).

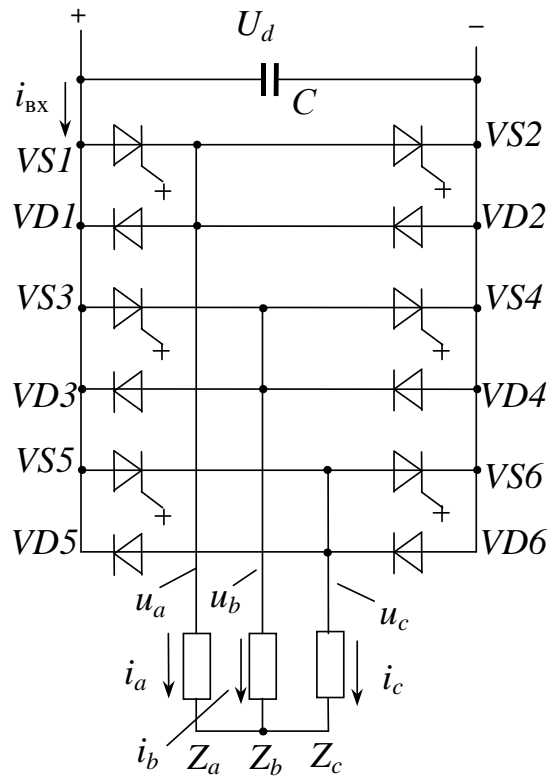


Рис. 5.11 – Схема трифазного мостового автономного інвертора напруги

Він складається з шести тиристорів ($VS1, \dots, VS6$) і такої самої кількості зворотних діодів ($VD1, \dots, VD6$). Навантаження – активно-індуктивне, симетричне та з'єднане у зірку. У цій схемі можлива велика кількість алгоритмів перемикання ключів; алгоритми розносяться тривалістю та послідовністю їх роботи, наявністю пауз між їх робочими періодами тощо. Розглянемо два найбільш простих та поширених із цих алгоритмів.

Алгоритм комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 180° .

При такому алгоритмі кожний вентиль відкритий протягом 180° . Це означає, що одразу після закривання ключа, наприклад $VS1$, отримує керуючий імпульс другий ключ тієї самої фази $VS2$. Причому в кожний момент часу

завжди відкрито три ключі по одному в кожній фазі. Часові діаграми струмів та напруг зображені на рис. 5.12.

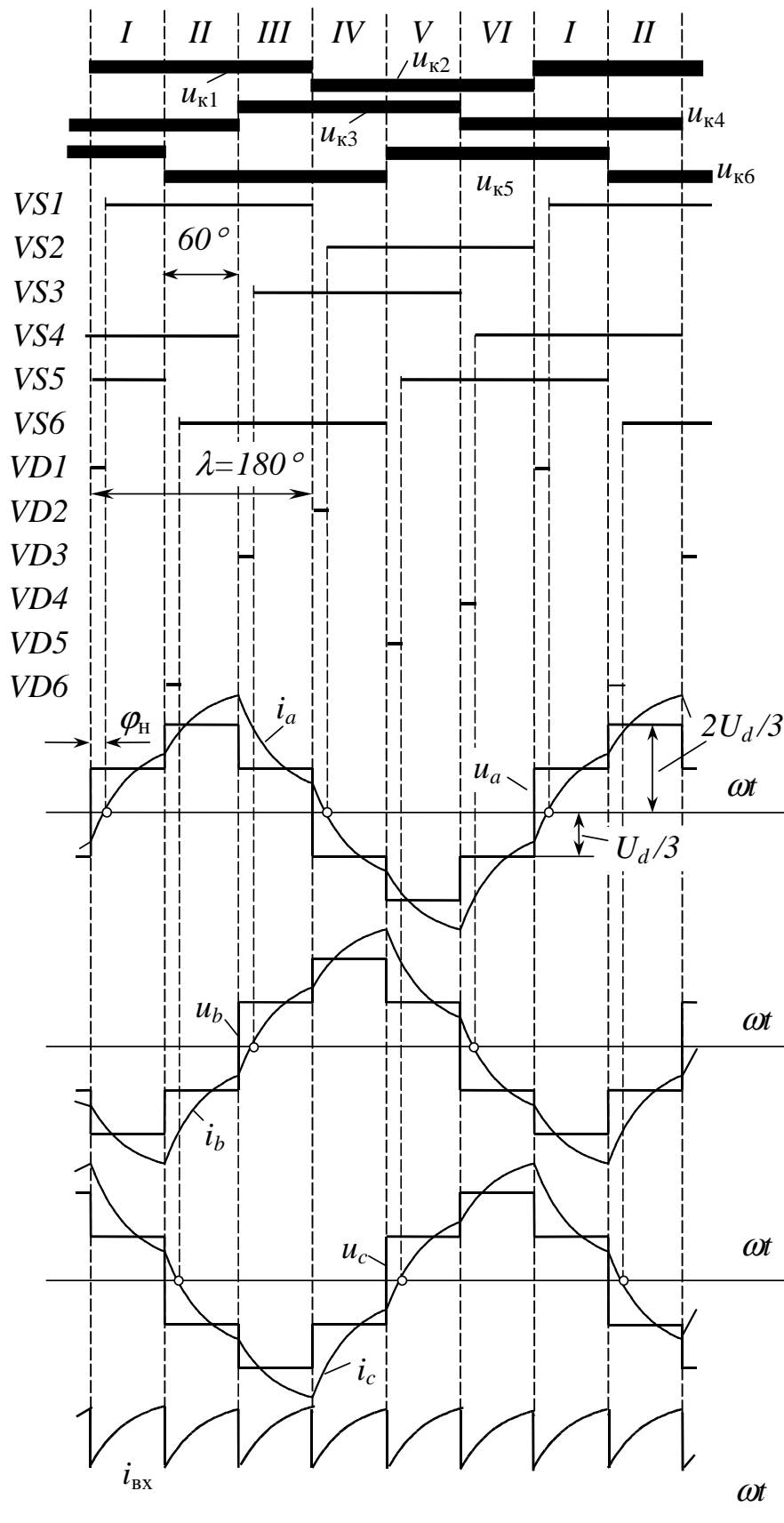


Рис. 5.12 – Часові діаграми струмів та напруг у трифазному АІН із $\lambda = 180^\circ$

Період вихідної напруги АІН складається з шести інтервалів, які позначені римськими цифрами, тривалістю 60° кожний. На кожному з цих інтервалів відкрита своя трійка тиристорів, і навантаження щоразу по-новому вмикається до джерела постійної напруги. На рис. 5.13 – 5.14 наведені схеми з'єднання фаз навантаження.

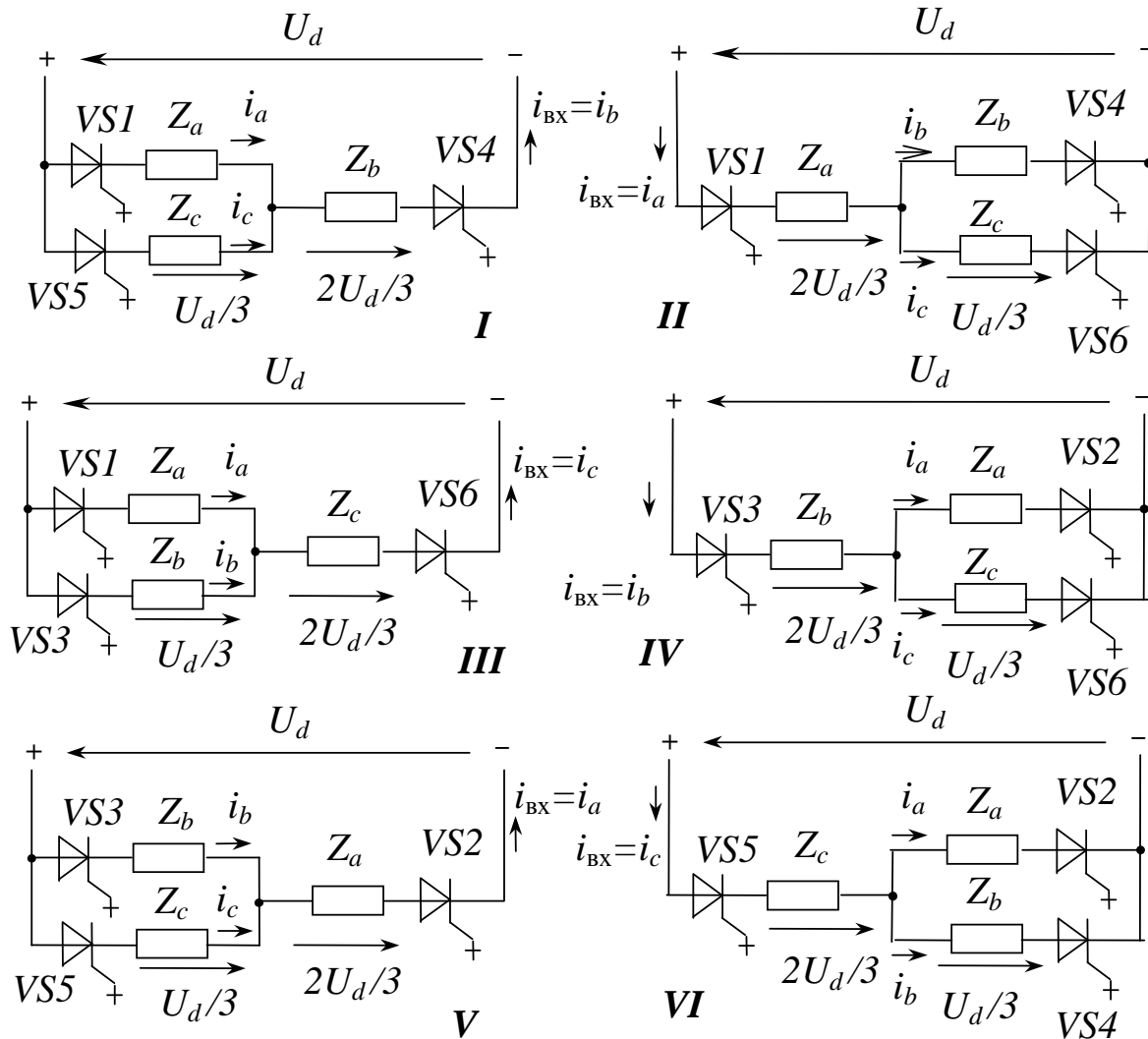


Рис. 5.13 – Схеми з'єднання фаз навантаження

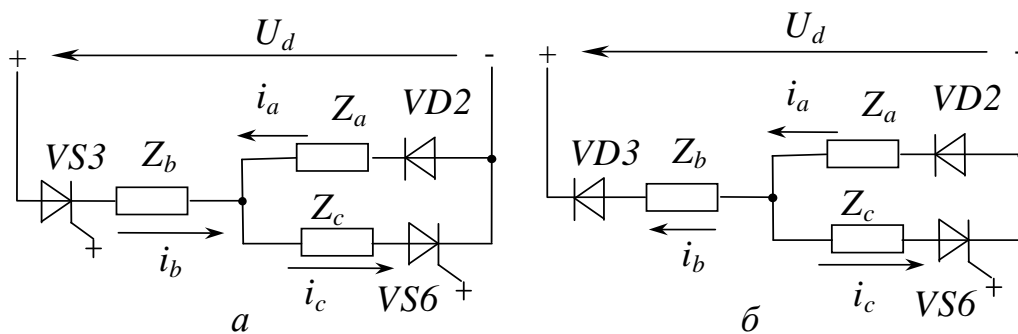


Рис. 5.14 – Схема з'єднання фаз навантаження після закривання ключа VS1

Оскільки кожна фаза навантаження періодично вмикається до різних полюсів джерела, фазні напруги знакозмінні, хоча й несинусоїдальні. Коли до полюса джерела ввімкнена тільки одна фаза, на неї припадає дві третини напруги, коли дві паралельно – одна третина. Завдяки тому, що діаграма роботи тиристора $VS3$ зсунута відносно діаграми тиристора $VS1$ на 120° , такий самий взаємний зсув мають і напруги фаз A та B . Унаслідок активно-індуктивного характеру навантаження фазний струм на кожному з інтервалів змінюється експоненційно з певним запізненням 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 самої фази. До фази прикладається напруга іншого знаку, струм інтенсивно знижується до нуля, передаючи енергію, накопичену в індуктивності фази A , до ланки постійного струму та фази B . Схема для цієї ситуації зображена на рис. 5.14а. Якщо $\cos \phi_n$ малий, енергія, накопичена в індуктивних елементах фази навантаження на момент вимикання в ній тиристора, та струм цієї фази недостатньо великі ($i_a < i_b$) і не можуть привести до зміни знаку вхідного струму на відміну від однофазного АІН, де вхідний струм завжди знакозмінний. Реактивна енергія розсіюється у навантаженні.

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

Таким чином, зворотні діоди виконують ту ж саму функцію, що і в імпульсних перетворювачах: забезпечують шлях протікання реактивних струмів та запобігають перенапрузі при індуктивному характері навантаження.

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

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

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

Амплітуда k -ої гармоніки вихідної фазної напруги трифазного АІН дорівнює:

$$U_{\text{фm}(k)} = \frac{2}{k\pi} U_d. \quad (5.16)$$

Форма вихідної напруги трифазного інвертора значно краща, ніж однофазного мостового. Немає не тільки парних гармонік, як в однофазному АІН, а й тих, що мають номери 3, 9, 15, 21, 27.

Амплітуда першої гармоніки напруги дорівнює:

$$U_{\text{фm}(1)} = \frac{2}{\pi} U_d = 0,637 U_d. \quad (5.17)$$

Найбільшою з гармонік буде п'ята:

$$U_{\text{фm}(5)} = \frac{2}{5\pi} U_d = 0,127 U_d. \quad (5.18)$$

Діюче та середнє значення фазної вихідної напруги:

$$U_{\phi} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d; \quad (5.19)$$

$$U_{\phi, \text{cp}} = \frac{4}{9} U_d. \quad (5.20)$$

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

$$\nu_U = \frac{U_{\phi m(1)}}{\sqrt{2} U_{\phi}} = \frac{3}{\pi} = 0,9549. \quad (5.21)$$

Коефіцієнт гармонік, навпаки, помітно менший

$$k_r = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 0,3108. \quad (5.22)$$

Унаслідок значного вмісту вищих гармонік у вихідних напрузі АІН із амплітудною модуляцією їх використовують там, де вимоги до форми струму невисокі або неможливе використання ШІМ.

Алгоритм комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 120° .

Діаграми напруг та струмів трифазного мостового автономного інвертора напруги при $\lambda = 120^\circ$ наведені на рис. 5.15. За такого алгоритму комутації завжди відкрито два тиристори: один – в анодній, другий – у катодній групі, які по черзі вмикають до джерела постійної напруги ту чи іншу пару послідовно з'єднаних фаз навантаження.

Оскільки тривалість роботи ключа 120° , між вимиканням одного та вмиканням іншого ключа однієї фази є пауза 60° . Завдяки цьому під час комутації виключена можливість короткого замикання джерела через два одночасно відкриті ключі однієї фази на відміну від алгоритму при $\lambda = 180^\circ$. За активно-індуктивного навантаження форма напруг та струмів суттєво відрізняється від форми напруг та струмів для попереднього алгоритму. Фазний струм після вимикання тиристора продовжує текти через протилежний діод тієї

самої фази. Однак це призводить до зовсім інших наслідків, оскільки схема, яка при цьому виникає, відрізняється від схем, наведених на рис. 5.13.

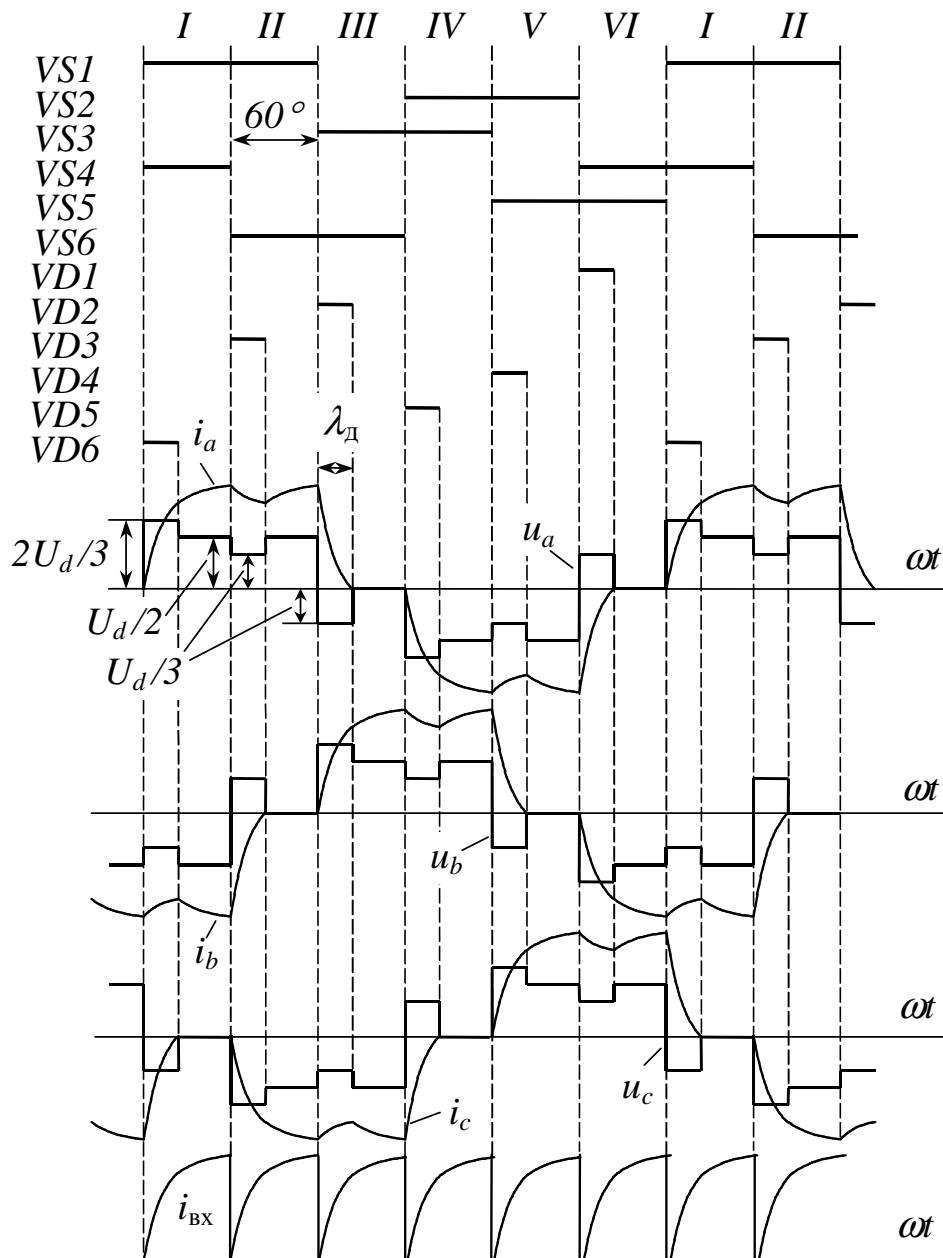


Рис. 5.15 – Часові діаграми струмів та напруг у трифазному АІН при $\lambda = 120^\circ$

Основні відмінності 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 і тиристор внаслідок цього відкритий усі 120° ;
- після відкривання діода напруга у його фазі міняє знак і дорівнює $\pm U_d/3$, а у щойно підключеній фазі – $2U_d/3$ відповідного знаку; у фазі, яка продовжує працювати, знижується без зміни знаку до $U_d/3$, тобто кожний півперіод фазної напруги має шість ділянок із різними рівнями напруги: від 0 до $2U_d/3$;
- тривалість відкритого стану діодів, а внаслідок цього і форма напруг та струмів, залежать від характеру навантаження. Якщо навантаження переважно індуктивне, а тривалість зникнення фазного струму $\lambda_d > 60^\circ$, паузи у струмі та напрузі зникають, і в роботі завжди є три фази. Форма напруг та струмів подібна до такої ж для алгоритму з $\lambda = 120^\circ$.

Схеми з'єднання фаз навантаження при $\lambda = 120^\circ$ приведені на рис. 5.16.

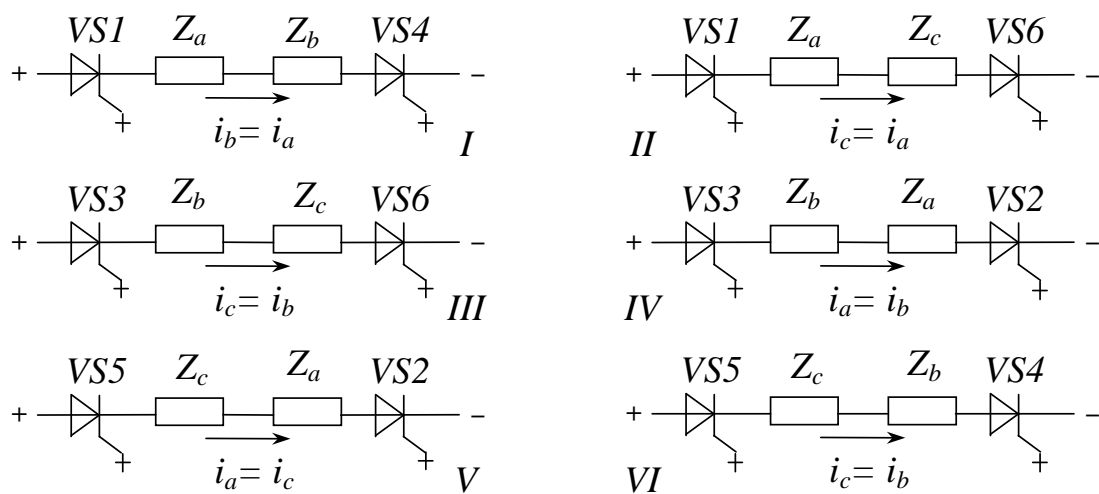


Рис. 5.16 – Схеми з'єднання фаз навантаження при $\lambda = 120^\circ$

Інвертор із амплітудною модуляцією має істотно несинусоїдальні фазні струми, і тому при низьких вихідних частотах швидкість двигуна, який живиться від нього, нестабільна. Такі АІН придатні лише для електроприводів із невеликим діапазоном регулювання швидкості або для високочастотних електроприводів.

Контрольні запитання

1. Від яких джерел живляться АІН?
2. Який фільтр ставлять на вході АІН?
3. Чи може працювати АІН у режимі холостого ходу?
4. Чи може працювати АІН у режимі, близькому до короткого замикання?
5. Як впливають комутаційні процеси в АІН на форму кривої вихідної напруги?
6. Які алгоритми комутації АІН використовують?
7. Чи використовують алгоритми комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 180^0 ?
8. Чи використовують алгоритми комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 120^0 ?
9. Чи використовують алгоритми комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 90^0 ?
10. Чи використовують алгоритми комутації АІН із тривалістю відкритого стану вентилів 60^0 ?
11. Де використовують трифазні АІН із амплітудною модуляцією?

6. БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Розглянемо роботу безпосереднього перетворювача частоти (БПЧ) на прикладі схеми трифазно-однофазного БПЧ із природною комутацією, приведеною на рис. 6.1.

Перетворювач складається з двох трифазних випрямлячів, один із яких підключений до фаз трансформатора анодами, а інший – катодами. Позитивний напівперіод вихідної напруги формується за рахунок почергового переключення тиристорів першої групи і відповідного підключення навантаження до однієї з фаз мережі живлення.

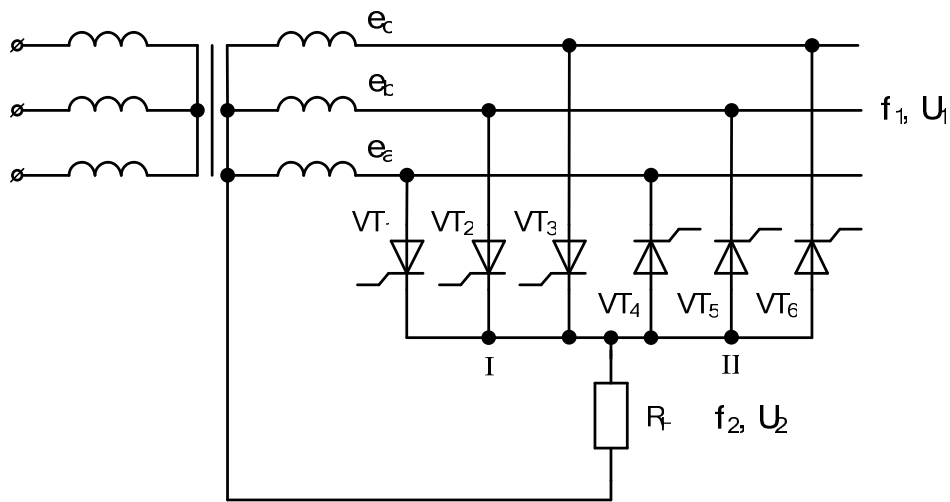


Рис. 6.1 – Схема трифазно-однофазного БПЧ із природною комутацією

Таке переключення можливе у випадку, якщо потенціал фази, до якої підключається навантаження, більше потенціалу фази, до котрої воно було підключене (рис. 6.2).

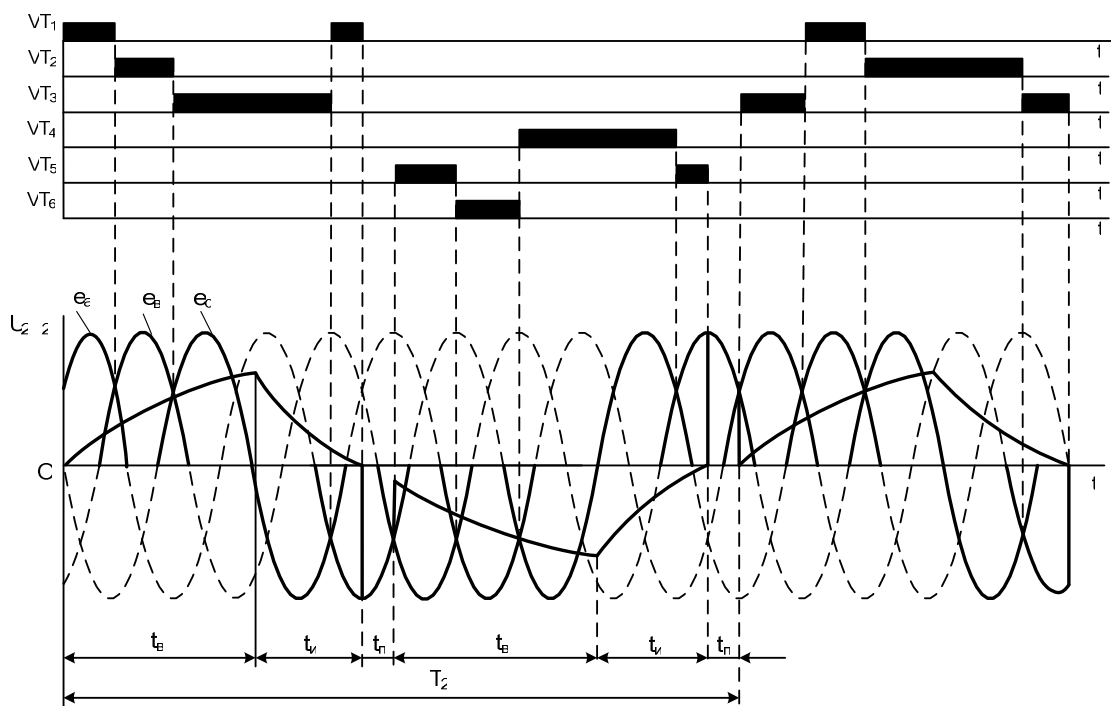


Рис. 6.2 – Часові діаграми напруги та струмів при роботі БПЧ із природною комутацією

Від'ємні півперіоди вихідної напруги формуються за рахунок почергового переключення тиристорів другої групи і відповідного підключення навантаження до однієї з фаз мережі живлення.

Із рис. 6.2 видно, що частота вихідної напруги БПЧ нижча від частоти мережі живлення і дорівнює:

$$f_2 = (f_1 * m_1) / (2k + m_1), \quad (6.1)$$

де f_1 – частота мережі живлення;

m_1 – число фаз мережі живлення;

$(k + 1)$ – число півхвиль напруги живлення.

При цьому зміна частоти f_2 відбувається дискретно. Для одержання плавного регулювання частоти f_2 необхідно, щоб між виключенням та включенням груп тиристорів була пауза.

Контрольні запитання

1. Для чого призначені перетворювачі частоти?
2. На які два класи поділяються перетворювачі частоти?
3. На які дві групи поділяються БПЧ?
4. Який основний недолік БПЧ?
5. Які значення частоти напруги на виході БПЧ можна отримати відносно частоти живлення?
6. Від чого залежить частота напруги на виході БПЧ?
7. Як змінюється частота напруги на виході БПЧ?
8. Що необхідно для одержання плавного регулювання частоти f_2 ?

7. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ З ЛАНКОЮ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

7.1 Структура перетворювача частоти з ланкою постійного струму

Для живлення асинхронного двигуна широко використовуються перетворювачі частоти (ПЧ) з ланкою постійного струму, структурна схема яких наведена на рис.7.1. Перетворювач складається із вхідного випрямляча,

ланки постійного струму, інвертора й системи керування. Принцип його роботи полягає в тому, що змінюється частота напруги, котра живить двигун.

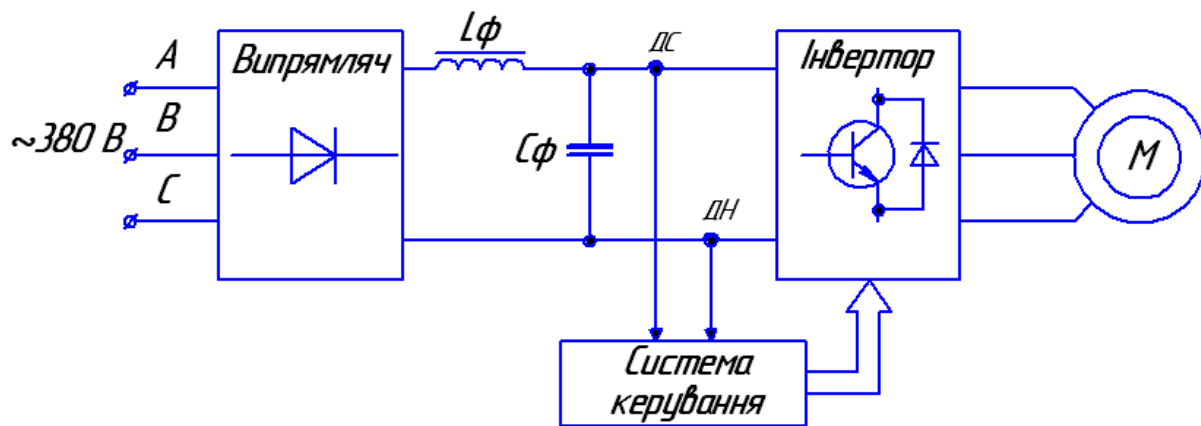


Рис. 7.1 – Структурна схема системи ПЧ – АД

На вході даного ПЧ встановлений некерований випрямляч, виконаний за трифазною мостовою схемою. Після перетворення випрямлячем енергії змінного струму на енергію постійного струму, вона поступає на вхід інвертора і знову перетворюється на енергію трифазного змінного струму, але вже з регульованими параметрами. Таким чином, у ПЧ цього типу відбувається подвійне перетворення енергії, що певною мірою знижує його ККД.

Інвертор складається з трьох півмостів і гальмівного ключа із зворотним діодом. До гальмівного ключа може бути підключений опір, на який відбуватиметься «злив» енергії, що отримується в режимі частотного гальмування двигуна. При інвертуванні постійного струму в змінний у ПЧ можуть використовуватись IGBT-транзистори, які працюють у перемикальному режимі. Ці типи транзисторів забезпечують частоти перемикання до 16 кГц із дуже низьким рівнем шуму.

Через високу швидкість комутації ключів інвертора між позитивною і негативною шиною ланки постійного струму можуть виникати великі перенапруження з частотою вільних коливань у декілька МГц. Якщо не вжити спеціальних заходів, силовий модуль може отримати пробій і вийти з ладу.

Тому в схемі перетворювача просто на затисках модуля передбачений снабберний конденсатор малої ємності. Конструкція цього конденсатора дозволяє мати в десятки разів меншу індуктивність, ніж у електролітичних конденсаторів, і ефективно боротися з перенапруженнями.

Електронні ключі інвертора за сигналами системи керування відкриваються і закриваються таким чином, що формуються різні за тривалістю імпульси, які складаються у результуючу криву синусоїдальної форми з необхідною частотою.

Через індуктивність двигуна, струм не може різко впасти до нуля, коли транзистор вимикається. Тому встановлюються антипаралельні діоди, які можуть комутувати струм у момент виключення транзистора.

Для формування змінного струму необхідної частоти може використовуватись широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Формовані при ШІМ імпульси напруги, що подаються на двигун, мають однакову амплітуду, але ширина імпульсів може регулюватися. Якщо імпульси короткі, а проміжки між ними тривалі, середнє значення напруги мале, а при збільшенні тривалості імпульсів середнє значення напруги збільшується. Якщо імпульси спочатку роблять достатньо короткими, потім розширюють і потім знову вкорочують, то отримують зміну середньої напруги, відповідну позитивному півперіоду синусоїди. Після цього напругу імпульсів можна змінити на негативну і повторити ті самі операції. Результатом є негативний півперіод синусоїди. Шляхом багатократного повторення цих півперіодів отримують безперервну синусоїдальну змінну напругу. Перетворювач частоти забезпечує: плавний пуск електроприводу, безступінчате регулювання швидкості, роботу із будь-якою необхідною швидкістю, безконтактний реверс, гальмування асинхронного електроприводу, шляхом перетворення одно- або трифазної напруги з постійною частотою на трифазну напругу змінної частоти.

Наразі частотний спосіб є одним із найбільш перспективних і широко використовуваних способів регулювання частоти обертання асинхронних двигунів.

7.2 Робота трифазного автономного інвертора напруги в складі перетворювача частоти

Розглянемо роботу АІН у складі ПЧ із ланкою постійного струму при широтно-імпульсному регулюванні (ШІР). Існує велика кількість алгоритмів ШІР трифазних інверторів, які різняться частотою та порядком перемикання ключів. Один із найпростіших наведений на рис. 7.2.

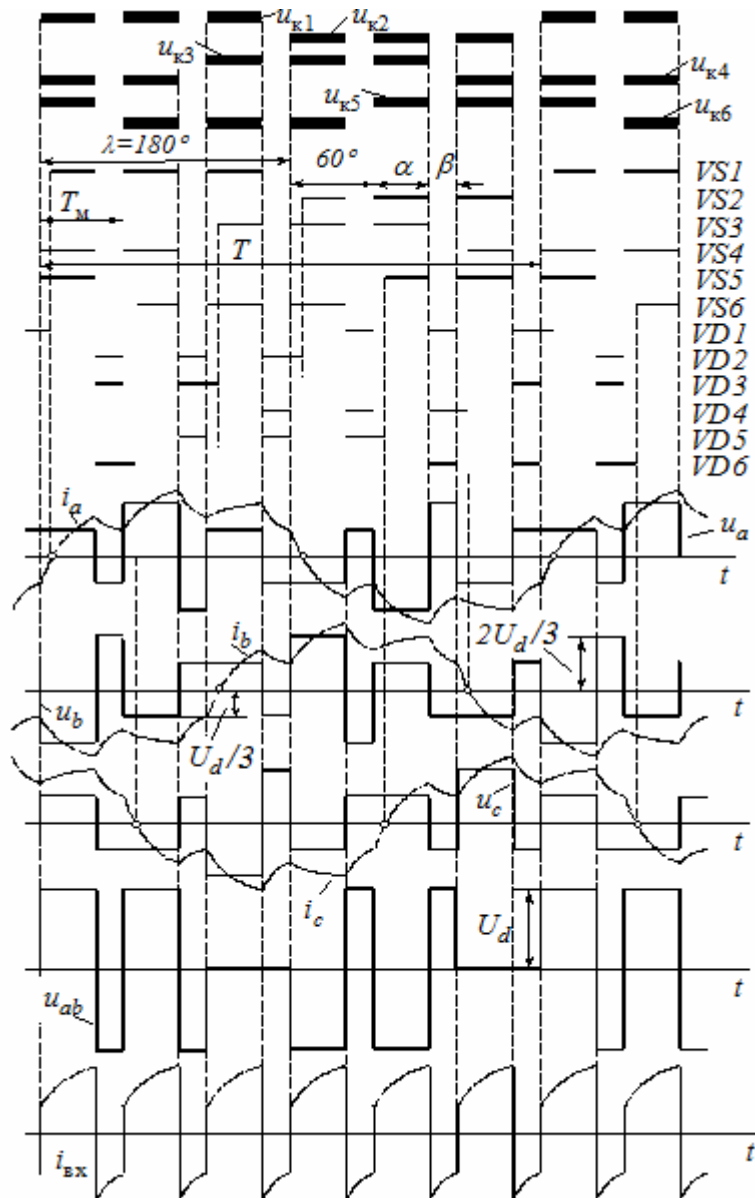


Рис. 7.2 – Часові діаграми струмів та напруг у трифазному АІН із трикратним перемиканням ключів протягом $\lambda = 180^\circ$

Протягом кожного півперіоду вихідної напруги кожний із тиристорів вимикається тричі таким чином, що тривалість його відкритого стану дорівнює 3α , а закритого 3β . 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 знаку. Вхідний струм АІН також короткочасно змінює знак. Таким чином, регулювання напруги здійснюється шляхом двополярною модуляції.

На рис. 7.3 наведено схеми з'єднання джерела живлення з навантаженням до та одразу після вимикання тиристорів VS1, VS4 та VS6.

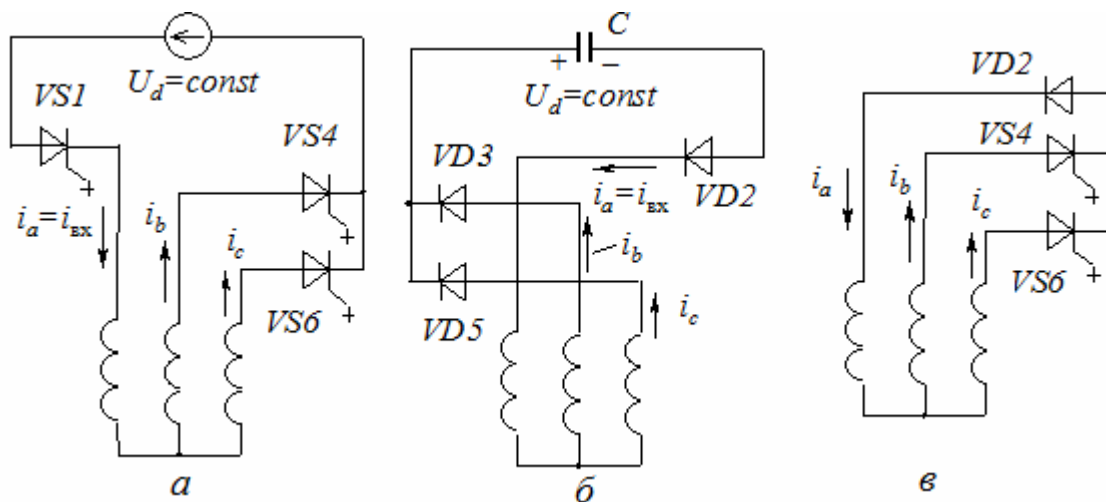


Рис. 7.3 – Схеми АІН, які пояснюють шляхи протікання струмів на інтервалах α та β

Змінюючи співвідношення між тривалостями α та β , тобто шпаруватість роботи ключів, регулюють середнє значення вихідної напруги. У наслідок періодичної зміни знаку миттєвої вихідної напруги збільшується коливання вихідного струму. Коли амплітуда вихідного струму невелика або тривалість пауз β наближається до α , миттєве значення струму за відкритих діодів може впасти до нуля. Виникає режим переривчастих струмів. Унаслідок цього –

підвищені коливання моменту двигуна, викривлення форми та обмеження можливого діапазону регулювання вихідної напруги.

Щоб запобігти зміні полярності напруги на інтервалі β , слід вимикати не всі тиристори, а лише один – той, фаза якого не ввімкнена паралельно з іншою.

Часові діаграми для алгоритму з однією додатковою комутацією на інтервалі провідності кожного ключа зображені на рис. 7.4.

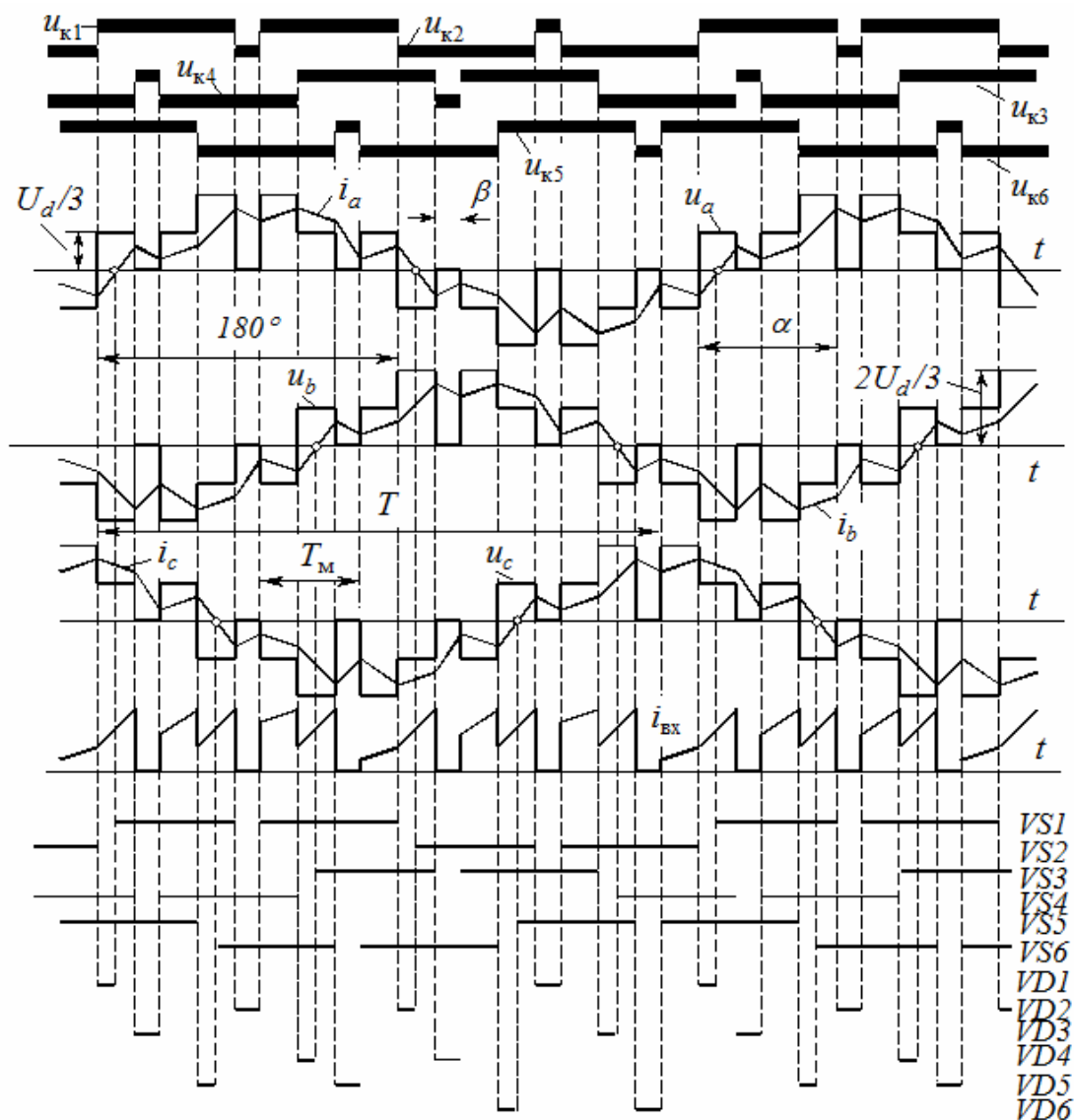


Рис. 7.4 – Часові діаграми для алгоритму з однією додатковою комутацією

Оскільки додаткова комутація відбувається 6 разів протягом періоду, фазна напруга обнуляється також 6 разів, тобто кратність модуляція фазної напруги дорівнює:

$$K_{\phi n} = f_m / f_{вих} = T / T_m = 6. \quad (7.1)$$

Якщо збільшити кількість інтервалів β , можна дещо покращити форму струму, хоча й не радикально та ціною підвищення частоти перемикань ключів.

Переваги ШІР порівняно з амплітудною модуляцією:

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

Недоліки:

- погіршення форми вихідного струму зі зниженням вихідної напруги;
- більші пульсації моменту двигуна;
- більші струми в момент закривання ключа;
- підвищені втрати в ключах унаслідок вищої частоти перемикання;
- обмежений діапазон регулювання вихідної напруги;
- можлива поява постійної складової вихідної напруги або інфранизькочастотних її коливань.

Сфера застосувань АІН із ШІР обмежується достатньо потужними електроприводами з неглибоким регулюванням швидкості та невисокою швидкодією. Так, вони використовуються на електричному транспорті для частотного пуску та регулювання швидкості асинхронних тягових двигунів. При цьому кількість перемикань ключів на інтервалі провідності може автоматично збільшуватись із зменшенням вихідної частоти з метою поліпшення форми вихідного струму.

Найбільшого застосування набули трифазні АІН із широтно-імпульсною модуляцією. Автономні інвертори з ШІМ є найбільш досконалим та перспективним різновидом перетворювачів енергії для багатьох застосувань, особливо для потреб електропривода. В автономних інверторах напруги частота перемикання ключів набагато більша від частоти вихідної напруги.

Завдяки цьому виникає можливість шляхом плавної зміни шпаруватості протягом періоду вихідної напруги не тільки регулювати рівень цієї напруги, а й забезпечити практично синусоїдальну форму вихідного струму. Саме змінний характер шпаруватості й відрізняє цей спосіб керування від ШПР.

Принцип керування ними такий самий, як і однофазними. Якщо для керування трифазним АІН використовується симетричний закон комутації, система керування такого інвертора складається з трьох однакових каналів, кожний із яких керує своєю фазою АІН. Єдиною відмінністю є те, що синусоїдальні напруги керування окремих каналів зсунуті за часом на 120° одна від одної. Часові діаграми однофазного АІН з однополярною ШІМ наведені на рис. 7.5.

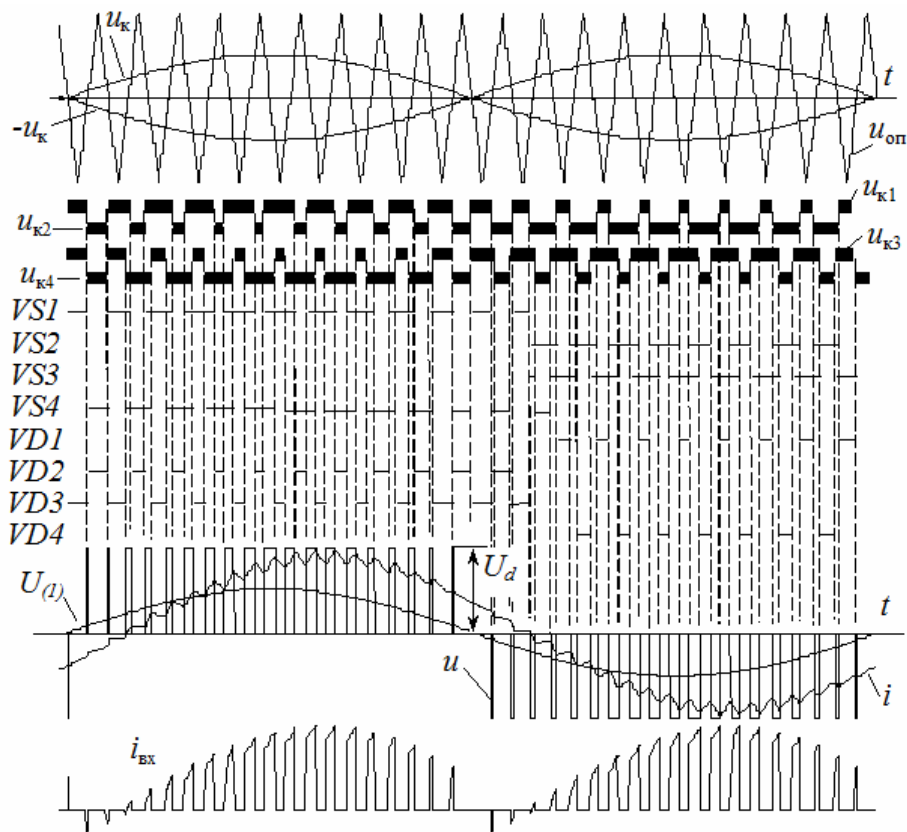


Рис. 7.5 – Часові діаграми однофазного АІН з однополярною ШІМ

Форма вихідної напруги трифазного АІН із синусоїдальною ШІМ складніша, ніж форма вихідної напруги однофазного. Коли фаза ввімкнена паралельно з іншою (рис. 7.6), миттєва напруга на ній дорівнює $U_d / 3$, при

послідовному з'єднанні з двома іншими – $\frac{2}{3} U_d$. Якщо всі фази підключені лише до одного полюсу джерела живлення, миттєва напруга на них дорівнює нулю.

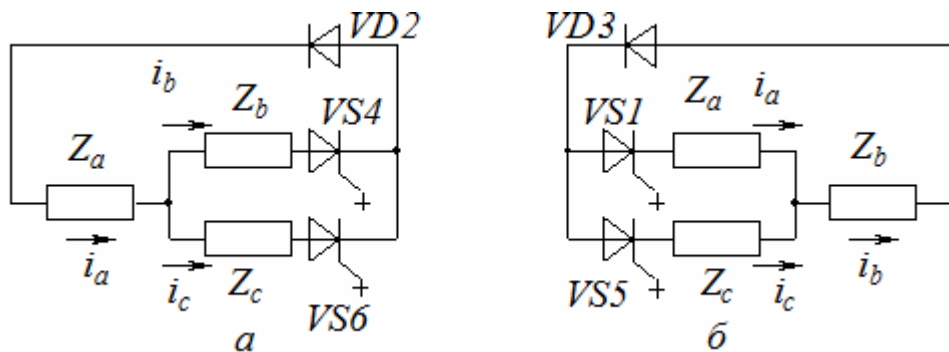


Рис. 7.6 – Схеми включення фаз АІН

Миттєвий вхідний струм інвертора на кожному з між комутаційних інтервалів дорівнює струму тієї фази навантаження, котра не має паралельно ввімкнених фаз, а її напруга дорівнює $\pm (2/3)U_d$. Тому обвідними вхідного струму завжди є криві струмів відповідних фаз навантаження. Паузи у струмі $i_{\text{вх}}$ спостерігаються, коли три фази навантаження одночасно підключені до одного полюсу джерела.

Якщо навантаження переважно індуктивне і вихідний струм АІН запізнюється відносно середньої вихідної напруги на кут $\varphi_n = \arctg(\omega L/R) > 30^\circ$, миттєвий вхідний струм знакозмінний, як на рис. 7.7.

Збільшення активного опору навантаження зменшує фазовий зсув вихідного струму, і при $\varphi > 30^\circ$ миттєвий вхідний струм свого знаку не змінює. Такого самого ефекту надає поява у складі навантаження проти-ЕРС, яка запізнюється відносно фазної напруги на кут $\theta < 90^\circ$.

Щоби максимально визначити максимально можливу амплітуду фазної напруги трифазного інвертора, розглянемо рис. 7.8.

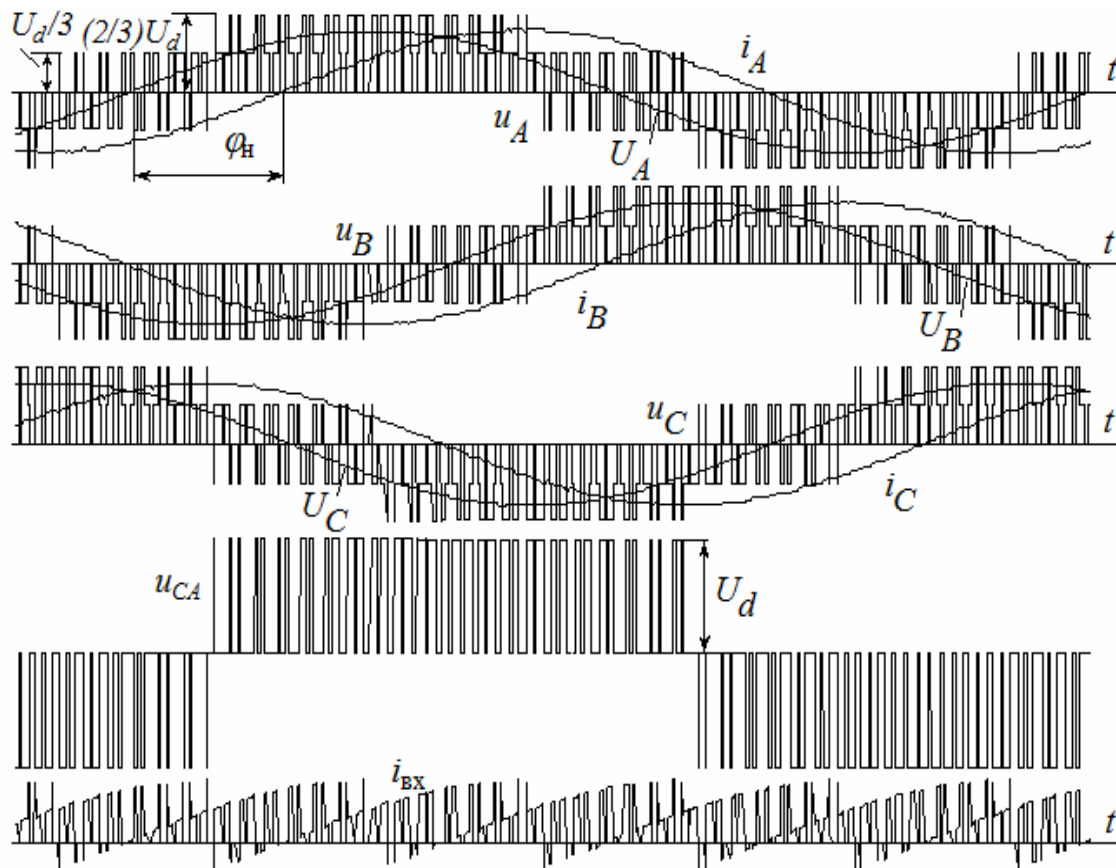


Рис. 7.7 – Часові діаграми роботи трифазного АІН із RL -навантаженням при $\varphi > 30^\circ$

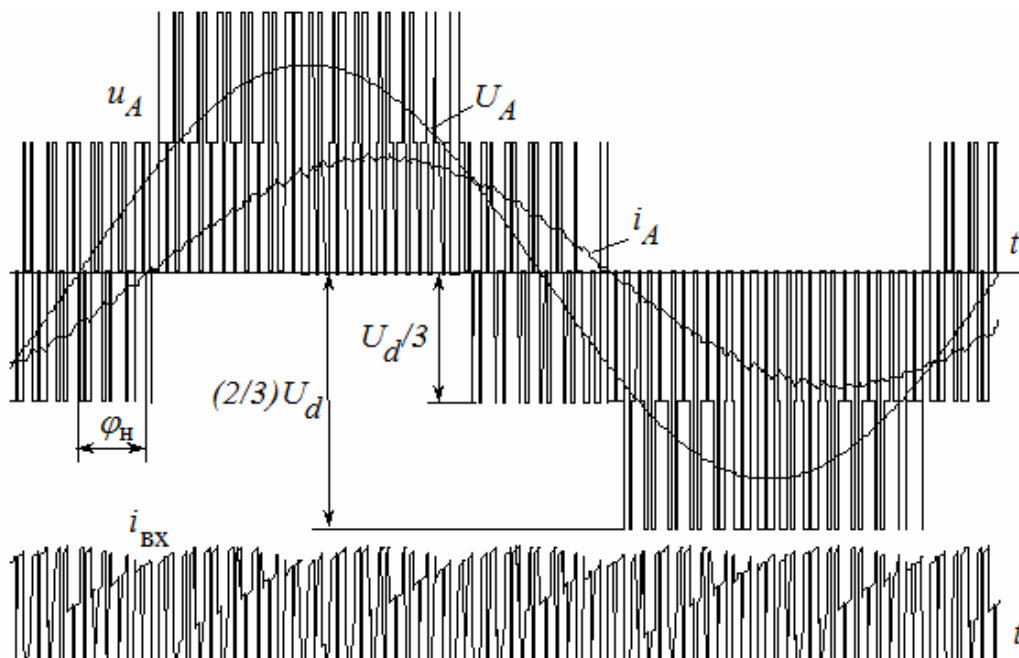


Рис. 7.8 – Часові діаграми до визначення амплітуди вихідної напруги

На рис. 7.8 зображені діаграми роботи ключів для коефіцієнта модуляції $\mu = 1$ протягом періоду модуляції, на якому задана напруга u_{3A} фази A сягає максимуму, а інші дві (u_{3B} та u_{3C}) – його половини. Шпаруватість фази A на цьому періоді модуляції дорівнює 1, і ключ $VS1$ не закривається. Щоб забезпечити половинну напругу інших фаз, їхні шпаруватості мають дорівнювати 0,25. У реальних інверторах період модуляції набагато менший від періоду вихідного струму. Тому моменти комутації у фазах B та C на рис. 7.8 практично збігаються за часом, а інтервали $t_{2c} = t_{2b}$. Доки відкриті ключі $VS1$, $VS4$, $VS6$, миттєва вихідна напруга дорівнює:

$$u_a = \frac{2}{3} U_d. \quad (7.2)$$

Після відкривання ключів $VS3$, $VS5$ усі три фази підключені до одного полюса джерела живлення, завдяки чому:

$$u_a = u_b = u_c = 0. \quad (7.3)$$

Найбільше значення середньої за період модуляції напруги фази A дорівнює:

$$U_a = U_{mm} = \frac{1}{T_M} \left[\frac{2}{3} U_d t_{2b} + 0 \cdot (T_M - t_{2b}) \right] = (1 - \gamma_b) \frac{2}{3} U_d + \gamma_b \cdot \frac{U_d}{2}. \quad (7.4)$$

Як видно, ця напруга внаслідок впливу інших фаз удвічі менша, ніж у однофазному мостовому АІН. Крім того, вона навіть менша від найбільшої напруги тієї самої схеми, але з амплітудною модуляцією.

Коефіцієнт використання за напругою АІН із вертикальним керуванням:

$$k_{вн} = U_{mm} / U_d = 0,5. \quad (7.5)$$

Гармонійний склад вихідної напруги АІН із ШІМ визначається формою опорної напруги u_{on} , кратністю частоти модуляції $\varepsilon = f_m / f$ та коефіцієнтом модуляції. У вихідній напрузі, на відміну від АІН із амплітудною модуляцією, не існує гармонік, кратних основній частоті. На рис. 7.9 наведені залежності амплітуд гармонік фазної напруги трифазного інвертора із синусоїдальною ШІМ від μ та номера гармонік за умови $\varepsilon > 10$.

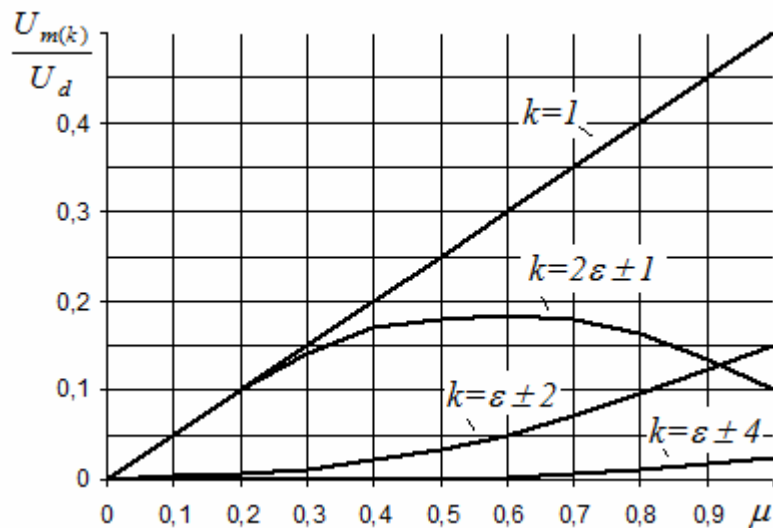


Рис. 7.9 – Гармоніки фазної напруги трифазного АІН із ШІМ

Лише 6 перших із них мають помітну амплітуду. Слід зазначити, що із збільшенням частоти модуляції зростає ε та кратність усіх вищих гармонік, а форма вихідного струму покращується. Це є суттєвою перевагою ШІМ порівняно з амплітудною модуляцією.

Для синусоїдальної ШІМ характерні:

- висока швидкодія;
- краща форма вихідного струму в усьому діапазоні регулювання напруги та частоти;
- менша ємність конденсатора ланки постійного струму;
- можливість зниження модуляційного акустичного шуму.

Недоліки синусоїдальної ШІМ:

- збільшені динамічні втрати в ключах унаслідок більшої частоти їх перемикань;
- генерація високочастотних електромагнітних радіозавад, які можуть порушити роботу засобів зв'язку та системи автоматизації.

Незважаючи на недоліки, викладені вище переваги обумовлюють використання інверторів із ШІМ у високоточних, глибоко регульованих і швидкодіючих електроприводах та електроприводах загальнопромислових механізмів від малої до значної потужності.

СПИСОК ДЖЕРЕЛ

1. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники: учебник для вузов. – М. : Высш. школа, 1980. – 434 с.
2. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника. – К. : Вища школа, 1978. – 424 с.
3. Справочник по преобразовательной технике / под ред. И. М. Чиженко. – К. : Техніка, 1978. – 447 с.
4. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М. : Техносфера, 2005. – 632с.

НАВЧАЛЬНЕ ВИДАННЯ

ШПІКА Микола Іванович

Конспект лекцій
з дисципліни

**"СИЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ"**

*(для студентів 4, 5 курсів усіх форм навчання
за напрямом підготовки 6.050702 «Електромеханіка»)*

Відповідальний за випуск *В. Х. Далека*

Редактор *О. Ю. Кригіна*

Комп'ютерне верстання *І. В. Волосожарова*

План 2010, поз. 80Л

Підп. до друку 08.12. 2010 р.

Формат 60 x 84/16

Друк на ризографі.

Ум. друк. арк. 3,5

Зам. №

Тираж 50 пр.

Видавець і виготовлювач:

Харківська національна академія міського господарства,
вул. Революції, 12, Харків, 61002

Електронна адреса: rektorat@ksame.kharkov.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:

ДК № 4064 від 12. 05. 2011р.