Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ЕНЕРГОСИСТЕМ

Конспект лекцій
для здобувачів вищої освіти першого (бакалаврського) рівня
денної і заочної форм здобуття освіти за спеціальностями
141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»,
015.33 «Професійна освіта (Енергетика, електротехніка та електромеханіка)»

Електронний ресурс

Харків – 2026

УДК 621:536.7
П 27

Рецензенти:

Ю. С. Олійник – кандидат педагогічних наук, доцент кафедри електротехніки та електроенергетики навчально-наукового інституту «Українська інженерно-педагогічна академія»;

О. Б. Єгоров – кандидат технічних наук, доцент кафедри альтернативної електроенергетики та електротехніки ХНУМГ імені О. Бекетова.

Затверджено до розміщення в мережі Інтернет рішенням Науково-методичної ради Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна (протокол № 8 від 21 травня 2026 року)

П 27 **Перетворювальна** техніка енергосистем : конспект лекцій для здобувачів вищої освіти першого (бакалаврського) рівня денної і заочної форм здобуття освіти за спеціальностями 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», 015.33 «Професійна освіта (Енергетика, електротехніка та електромеханіка)» [Електронний ресурс] / уклад. П. В. Васюченко. – Харків : Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 2026. – (PDF 130 с.).

У конспекті лекцій з дисципліни «Перетворювальна техніка енергосистем» розглянуті питання функціонування перетворювальної техніки в електричних системах.

УДК 621:536.7

© Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 2026
© Васюченко П. В., уклад., 2026

ЗМІСТ

Умовні позначення 5

Словник термінів та визначень 6

Вступ 7

Тема 1. Застосування напівпровідникової перетворювальної техніки – основний спосіб перетворення параметрів електричної енергії 8

1.1. Предмет перетворювальної техніки 8

1.2. Призначення й класифікація пристроїв перетворювальної техніки 9

1.3. Склад пристроїв перетворювальної техніки 11

1.4. Історія й перспективи розвитку пристроїв перетворювальної техніки 12

1.5. Контрольні питання 14

Тема 2. Методи розрахунків і моделювання вентильних перетворювачів 15

2.1. Методи розрахунків 15

2.2. Методи моделювання 20

2.3. Контрольні питання 23

Тема 3. Випрямлячі струму 25

3.1. Класифікація й структурні схеми випрямлячів 25

3.2. Однофазні випрямлячі 30

3.3. Багатофазні випрямлячі 40

3.4. Контрольні питання 52

Тема 4. Керовані випрямлячі струму 53

4.1. Режими роботи випрямлячів 53

4.2. Регулювальні характеристики ідеального керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні 54

4.3. Безперервний режим 57

4.4. Переривчастий і граничний режими 62

Тема 5. Енергетичні показники випрямлячів струму, якість випрямленої напруги й шляхи її поліпшення 67

5.1. ККД випрямляча 67

5.2. Гармонійні складові у випрямленій напрузі первинного струму 68

5.3. Коефіцієнт потужності випрямляча 69

5.4. Шляхи поліпшення енергетичних показників випрямлячів і зменшення їх шкідливого впливу на живильну мережу 71

Тема 6. Ведені інвертори 81

6.1. Класифікація інверторів 81

6.2. Поняття про напрямок потоку потужності 82

6.3. Перехід від випрямного до інверторного режиму 82

6.4. Регулювальні й зовнішні характеристики веденого інвертора 84
6.5. Умови стійкої роботи інвертора 86
6.6. Контрольні питання 87
Тема 7. Перетворювачі частоти 88
7.1. Класифікація й принципи побудови перетворювачів частоти 88
7.2. Дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ) 88
7.3. Безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ) 97
7.4. Контрольні питання 102
Тема 8. Фільтри 104
8.1. Призначення й класифікація 104
8.2. Вхідні фільтри 104
8.3. Фільтри, що згладжують 109
8.4. Вихідні фільтри змінного струму 112
8.5. Захист від перенапруг при ШІМ-сигналах 113
8.6. Контрольні питання 116
Тема 9. Стабілізатори напруги й струму 117
9.1. Контрольні питання 119
Тема 10. Пристрої, що поліпшують енергетичні показники і якість електричної енергії 120
10.1. Енергетичні показники і якість електричної енергії 120
10.2. Класифікація пристроїв, що підвищують енергетичні показники і якість електричної енергії 121
10.3.Пристрої, що підвищують коефіцієнт потужності й показники якості електричної енергії 123
10.4. Контрольні питання 127
Список використаних джерел 128

УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

ПТ	-	перетворювальна техніка
СУ	-	система управління
СЧ	-	силова частина
ПЕРС	-	проти-ЕРС
ВАХ	-	вольт-амперна характеристика
ОПР	-	однокомплектні рекуперуючі перетворювачі
ККМ	-	коректор коефіцієнта потужності
КВН	-	керований випрямляч напруги
ОПН	-	оборотний перетворювач напруги
ЕДК	-	елементарна ділянка кабелю
ШІМ	-	широтно-імпульсна модуляція

СЛОВНИК ТЕРМІНІВ ТА ВИЗНАЧЕНЬ

Зовнішня характеристика –це залежність випрямленої напргуи від випрямленого струму при постійному куті керування.

Діод – це двох електродний, некерований напівпровідниковий електроперетворювальний прилад, що має два виводи (анод з боку p-*шару* й катод з боку n-*шару*), що містить один *p–n-перехід, що* й володіє однобічною провідністю струму.

Інвертування − це перетворення постійного струму в змінний. Існує два типи інверторів: ведені й автономні.

Ведені інвертори (ВІ**)** працюють на мережу, у якій є інші джерела електроенергії.

Автономні інвертори (АІ**)** − це інвертори, які працюють на мережу, у якій немає інших джерел електроенергії.

Тиристор – це напівпровідниковий прилад, що містить чотири шари з різним типом провідності, здатний під дією керуючого сигналу переходити із закритого у відкритий стан.

Транзистор – це електроперетворювальний прилад, що містить два й більш *p– n-переходів*, що має три й більш виводів й призначений для посилення потужності.

ВСТУП

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

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

Прогрес більшості областей сучасної техніки нерозривно пов’язаний з успіхами силової перетворювальної техніки. Силова перетворювальна техніка охоплює методи та засоби, які забезпечують регулювання параметрів електричної енергії за допомогою електронних силових вентилів.

Створення напівпровідникових приладів великої потужності, які працюють в ключових режимах, мають повну керованість і високу швидкодію, дозволило дискретно керувати потоками електричної енергії великої потужності на підвищених частотах за потрібними законами.

Зміна параметрів електричної енергії з високим коефіцієнтом корисної дії здійснюється без значних втрат як у статичному, так і динамічному режимах завдяки силовим вентилям з повним керуванням, малим часом вмикання та вимикання, керуванням малопотужними сигналами.

Розвиток силової перетворювальної техніки весь час націлений на нові функціональні можливості, зменшення габаритів і маси пристроїв, підвищення надійності та ефективності, що дозволяє зменшити втрати електроенергії, підвищити її якість, а також успішно вирішувати екологічні питання.

Широке використання силової перетворювальної техніки в електротехнічних пристроях та електротехнологічних комплексах вимагає якісної підготовки здобувачів вищої освіти в даній області.

ТЕМА 1. ЗАСТОСУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ – ОСНОВНИЙ СПОСІБ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

1.1. Предмет перетворювальної техніки

Напівпровідникова перетворювальна техніка є одним з розділів промислової електроніки.

Енергетична електроніка, силова електроніка – усе це синоніми терміна перетворювальна техніка (ПТ), але, мабуть,ще більш точно відбивають їїз міст. Наприклад термін, що *по-англійському відповідає,* «powerelectronics», *по-німецькому* – «Leistung Elektronik», що точно переводиться, як потужна електроніка.

Термін «Перетворювальна техніка» охоплює й інші види перетворення електричної енергії. Перетворення електричної енергії може здійснюватися, як електромеханічними (динамічними), наприклад, електромашинними перетворювачами, так і електронними (статичними) перетворювачами.

Енергетична електроніка – це потужнострумова галузь промислової електроніки. Енергетична електроніка почала свою історію на початку XX століття після створення електронного діода, а потім ртутного вентиля, але справжній її розвиток і широке впровадження пов'язане з появою напівпровідникових приладів.

Перетворювачі електричної енергії є основним предметом вивчення енергетичної електроніки. Перетворювальна техніка вивчає питання перетворення електричної енергії. Перетворення електричної енергії – це зміна її параметрів (напруги, числа фаз, частоти, включаючи нульову, тобто постійний струм), а також поліпшення якості електроенергії, зміна форми напруги і т.д.

За допомогою пристроїв перетворювальної техніки більш 50% вироблюваної електроенергії перетворюється в інші види. Тому особливо велика роль пристроїв перетворювальної техніки в справі енергозбереження.

Перетворювальна техніка є основою сучасного електроприводу й знаходить у ньому усе більш широке застосування. Напівпровідникові перетворювачі енергії застосовуються на транспорті, в електротехнологічних установках, на електростанціях. Пристрої перетворювальної техніки є основою побутової електроніки. Сучасні джерела живлення телевізорів, радіоприймачів, комп'ютерів нездійсненні без застосування пристроїв перетворювальної техніки.

Широке застосування пристроїв перетворювальної техніки обумовлене перевагами напівпровідникових приладів і елементів мікроелектроніки – малими габаритами, швидкодією, чутливістю, надійністю, економічністю й широкими можливостями перетворення інформації.

Тому вивчення перетворювальної техніки не можливо без знання напівпровідникових приладів і елементів мікроелектроніки. Енергетична електроніка (перетворювальна техніка) вивчає методи перетворення

електричної енергії й пристрою, що реалізують ці методи. Напівпровідникові перетворювачі електричної енергії призначені для перетворення параметрів електричної енергії (напруги, частоти, числа фаз, форми напруги й струму). Сучасна перетворювальна техніка заснована на застосуванні напівпровідникових приладів.

У напівпровідниковій перетворювальній техніці використовуються діоди, тиристори й транзистори в ключовому режимі. Прилади, що працюють у ключовому режимі (відкритий, закритий), називаються вентилями. Перетворювачі, виконані на вентилях, називаються вентильними перетворювачами.

Вивчення курсу «Перетворювальна техніка енергосистем» базується на знанні курсів: «Фізика», «Теоретичні основи електротехніки», «Фізичні основи електроніки» і «Електричні машини». У свою чергу курс «Перетворювальна техніка енергосистем» є основою при вивченні «Теорії електропривода», «Систем керування електроприводами» і «Електропостачання», а також знання його необхідне для успішної здачі державного іспиту й захисту випускної кваліфікаційної роботи.

Мова перетворювальної техніки базується на трьох «китах»: схемах, часових діаграмах і характеристиках.

1.2. Призначення й класифікація пристроїв перетворювальної техніки

Основне застосування вентильні перетворювачі знайшли в якості джерел живлення різних пристроїв. Сучасний електропривод немислимий без вентильних перетворювачів. У ньому органічно зливаються електрична машина, вентильний перетворювач і пристрій управління.

Вентильні перетворювачі класифікуються по ряду ознак.
Класифікація вентильних перетворювачів представлена на рис. 1.1.

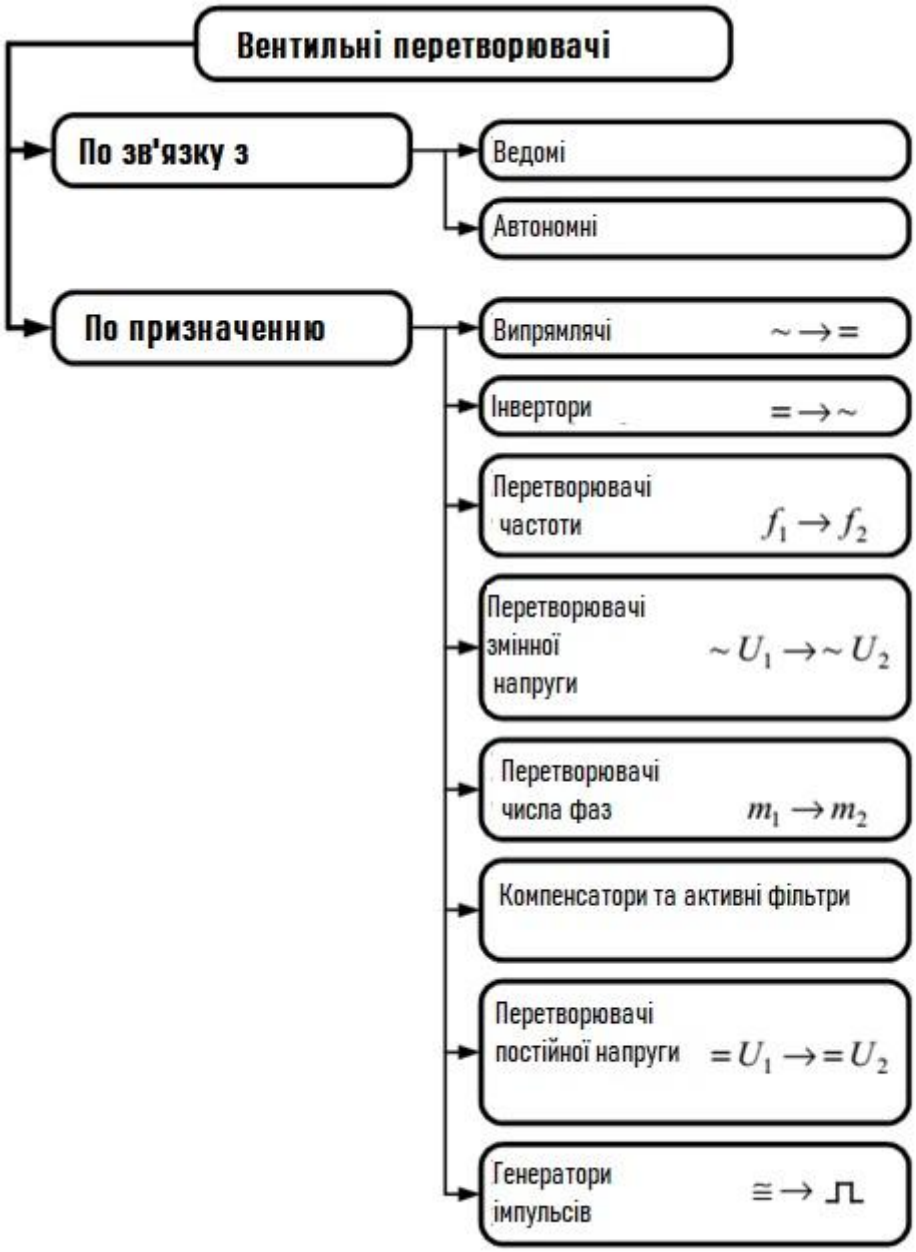


Рис. 1.1 - Класифікація вентильних перетворювачів

1. По зв'язку з мережею вентильні перетворювачі діляться на перетворювачі:

а) ведені мережею, в яких процеси відбуваються синхронно з частотою мережі;

б) автономні, які або не пов'язані з мережею, або не залежать від частоти мережі.

2. За призначенням вентильні перетворювачі діляться:

а) на випрямлячі, які перетворять змінний струм в постійний струм;

б) на інвертори, які перетворюють постійний струм в змінний струм;

в) на перетворювачі частоти, які перетворюють змінний струм однієї частоти в змінний струм іншої частоти;

г) на перетворювачі змінної напруги, що змінюють величину змінної напруги. При цьому частота і число фаз залишаються незмінними;

д) на перетворювачі числа фаз, що змінюють число фаз при незмінній частоті;

е) на компенсатори і активні фільтри, які підвищують якість напруги в мережі;

ж) на перетворювачі постійної напруги, що змінюють величину постійної напруги;

з) на генератори імпульсів, що формують імпульси довільної форми і частоти.

1.3. Склад пристроїв перетворювальної техніки

Всі пристрої перетворювальної техніки складаються з силової частини і системи управління, що показано на рис. 1.2.

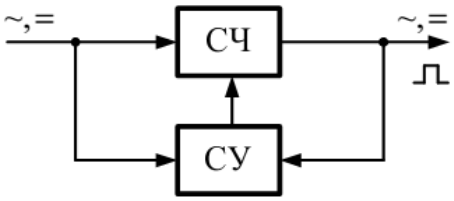


Рис. 1.2 - Склад пристрою перетворювальної техніки (СЧ - силова частина; СУ- система управління)

Елементами силової частини є:

• вентиль;

• трансформатор;

• реактор;

• конденсатор.

Система управління може бути аналоговою, цифровою або комбінованою.

В даному курсі основна увага приділяється силовим схемам і алгоритмам управління.

1.4. Історія й перспективи розвитку пристроїв перетворювальної техніки

Сучасні області електротехніки - електропривод, електропостачання, електротехнологія, нетрадиційна енергетика, автономне енергозабезпечення складно уявити без перетворювальної техніки.

Енергетична Електроніка - дуже молода наука. Її історія налічує трохи більше ста років. Поява електроніки була викликана потребами радіотехніки. У першому радіоприймачі А.С. Попова в 1895 році використовувався пристрій для детектування (випрямлення) сигналів змінного струму – когерер. По суті це був напівпровідниковий прилад, в якому випрямлення відбувалося на кордоні оксиду і металу. Звичайно, теорія цих процесів була створена набагато пізніше.

Розвиток енергетичної електроніки визначався розвитком електроних приладів. У 1904 р. англієць Джон Флемінг винайшов електронний діод. Його створення було засноване на попередніх роботах Томаса Едісона, який відкрив термоелектронну емісію, і Лодигіна, який створив лампу розжарювання.

На початку 1900-х років в США Купером Юітом були розроблені стекляні ртутні випрямлячі, що стали по суті родоначальниками силових приладів для енергетичної електроніки. Скляні ртутні випрямлячі розроблялися в СРСР відразу після Жовтневої революції під керівництвом академіка В.П. Вологдіна. Перший металевий ртутний випрямляч з'явився в Німеччині в 1911 р. його творець-інженер б. Шеффер. Випуск металевих ртутних випрямлячів в СРСР був розпочатий в 1924 р під керівництвом В.К. Крапівіна.

В середині 20 – х років почався випуск перших напівпровідникових випрямлячів-купроксних, виконаних у вигляді послідовно з'єднаних мідних пластин, покритих окисом міді. Розвиток напівпровідникової техніки стримувався через відставання теорії, а також відсутність технологій.

Рік народження транзистора - 1948. За цей винахід його творці Уолтер Браттейн, Джон Бардін і Вільям Шоклі були удостоєні Нобелівської премії. Цей транзистор був біполярним. Роботи зі створення польового транзистора велися тривалий час, але тільки в 1958 р. польському вченому Станіславу Тешнеру, який працював у Франції, вдалося створити прилад, придатний для практичного застосування.

У 1958 р. фірмою Westinghouse були розроблені тиристори – потужні напівпровідникові прилади, що прийшли на зміну керованим ртутним випрямлячів і зробили справжню революцію в керованому електроприводі і електротехнології. Досить сказати, що ртутний вентиль на 1000 А мав масу

300 кг, а тиристор на той же струм разом з охолоджувачем – всього 5 кг. В СРСР тиристори почали випускатися вже в 1961 р. Симетричні тиристори з'явилися в СРСР на кілька місяців раніше, ніж за кордоном. Під керівництвом І.В. Грехова розроблені напівпровідникові генератори потужних наносекундних імпульсів. В СРСР з'явилися перші роботи із застосування тиристорів на ультразвукових частотах.

У 90-і роки ознаменувалися винаходом Ніідзавой (фірма «Тошиба», Японія) IGBT– транзистора. Поява цього приладу призвело до справжньої революції в електроприводі змінного струму і викликало його бурхливий розвиток.

У 1960 – і роки виникла абсолютно нова область електроніки-опто-Електроніка. Вона дозволила створити елементи, що дозволяють розділити електрично окремі частини системи, і разом з тим забезпечити інформаційний зв'язок між ними.

Розвиток енергетичної електроніки визначалося не тільки розвитком силових приладів, а й систем управління. Створення операційних підсилювачів пов'язано з ім'ям Роберта Відлара, який визначив на багато років структуру аналогових інтегральних мікросхем. У 1959 р. Джек Кілбі і Роберт Нойс винайшли першу цифрову інтегральну мікросхему.

Перші мікропроцесори з'явилися на початку 70-х років. Вони були розроблені фірмою Intel під керівництвом Марчіана Хоффа. Кінець XX і початок XXI століття - це час розквіту комп'ютерної техніки і найширшого застосування її у всіх областях діяльності людини, зокрема, у вигляді мікроконтролерів в системах управління вентильними перетворювачами різного призначення.

Великий шлях за минулі сто років пройшла і схемотехніка енергетичної електроніки. Важко назвати тут всіх інженерів і вчених, які зробили основний внесок в її розвиток. Відзначимо лише авторів найпоширеніших силових схем, що стали класичними: Гретца – автора однофазної мостової схеми і Ларіонова і Гретца – авторів трифазної мостової схеми.

Великий резерв підвищення енергоефективності був закладений в можливості підвищення одиничної потужності приладів силової електроніки і зменшення втрат в них.

Найважливіше значення має зменшення шкідливого впливу вентильних перетворювачів на мережу живлення аж до поліпшення якості напруги за рахунок вентильних перетворювачів.

Зростання ступеня інтеграції цифрових елементів систем управління (СУ) зробили незворотною масову заміну аналогових СУ на системи прямого цифрового управління. У межі вбудовані СУ інтегруються разом з силовими

перетворювачами і виконавчими двигунами в одне ціле – механотронний модуль руху.

Зменшення потужності систем управління вимагає особливої уваги до проблем завадостійкості.

Основні витрати при розробці СУ тепер припадають не на створення апаратної частини, а на розробку алгоритмічного і програмного забезпечення.

1.5. Контрольні питання

1. Що вивчає перетворювальна техніка?
2. Для чого призначені напівпровідникові перетворювачі електричної енергії?
3. Що таке вентиль?
4. Що таке вентильний перетворювач?
5. Як класифікуються вентильні перетворювачі?
6. Які області застосування пристроїв перетворювальної техніки?
7. Які основні напрямки розвитку перетворювальної техніки?

ТЕМА 2. МЕТОДИ РОЗРАХУНКІВ І МОДЕЛЮВАННЯ ВЕНТИЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

2.1. Методи розрахунків

Вентильний перетворювач являє собою складну електричну систему, що містить як лінійні, так і нелінійні елементи. З нелінійності елементів, що входять до складу перетворювальних пристроїв, аналіз і розрахунки електромагнітних процесів у таких пристроях сполучені зі значними математичними труднощами. Було розроблено багато методів розрахунків таких систем. Однак найбільш точний розрахунки схем вентильних перетворювачів може бути виконаний тільки чисельними методами на основі розв'язку систем диференціальних рівнянь.

При теоретичному дослідженні з метою спрощення найчастіше зневажають деякими факторами, що виявляють другорядний вплив на протікання електромагнітних процесів. Наприклад, не враховують активні опори обмоток, індуктивності намагнічування й власні ємності трансформаторів, внутрішні опори джерел живлення, власні ємності вентилів, індуктивності й активні опори конденсаторів, індуктивності сполучних проводів і т.д. Для спрощення аналізу системи з метою одержання аналітичних виражень реальні елементи заміняють ідеальними, тобто виконують розрахунки без обліку втрат. Ідеальні ключі або розмикають ділянки ланцюгів, або з'єднують їх. Моменти перемикань іноді задаються, наприклад системою керування, іноді обчислюються в процесі розрахунків. Таким чином, вентильний перетворювач представляється у вигляді змінної структури, що розраховується по ділянках. Це дає можливість одержати спрощені, але більш на очні розрахункові співвідношення.

Метод розрахунків, застосовуваний для розрахунків таких систем, одержав назву кусочно-припасовочного. Точніше цей метод слід називати: метод розрахунків перехідних процесів у нелінійних ланцюгах з кусочно-лінійною апроксимацією вольт-амперних характеристик і «припасовуванням» струмів в індуктивностях і напруг на ємностях на границях інтервалів. Для кожної ділянки складається система диференціальних рівнянь, і розрахунки ведуться по ділянках. Цей метод для аналізу вентильних ланцюгів був уперше застосований акад. Н.Д. Папалекси в 1912 р, але дотепер є найбільш точним і широко застосовуваним методом розрахунків перетворювальних пристроїв.

Для прикладу розглянемо електромагнітні процеси в перетворювачі постійної напруги, призначеному для зарядки акумулятора від джерела постійної напруги з ЕРС *Ed* (рис. 2.1, а). За допомогою транзисторного ключа

VT регулюється зарядний струм. Міняючи тривалість включеного стану ключа можна змінювати зарядний струм. Проти-ЕРС (ПЕРС) акумуляторів на *E*. Індуктивність реактора $L_н$, а активний опір його обмотки $R_н$. Польовий транзисторний ключ *VT* і діод *VD*, що служить для пропущення струму індуктивності, при вимиканні транзисторного ключа *VT* будемо вважати ідеальними. Внутрішній опір джерела живлення й акумулятора приймемо рівним нулю.

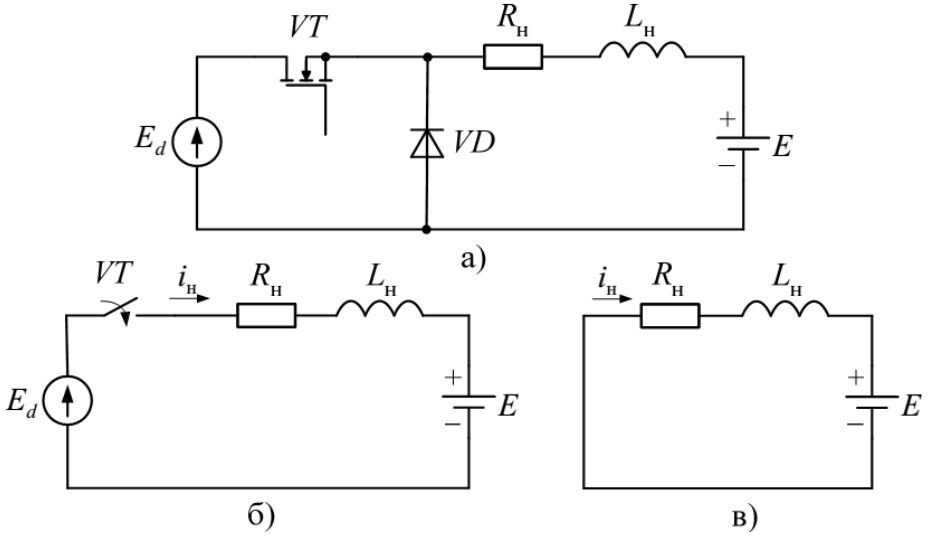


Рис. 2.1 - Схема перетворювача постійної напруги (а), і схеми заміщення для ділянки провідності транзистора (б) і діода (в)

Нехай у початковий момент ключ *VT* був розімкнутий і струм $i_н$ у ланцюзі навантаження рівнявся нулю. У момент пуску перетворювача (t=0) ключ *VT* замикається, а діод *VD* замкнений. Замикання ключа *VT* відповідає підключенню навантаження, що містить *RL* – ланцюг ПЕРС, до джерела постійної напруги при нульових початкових умовах, коли струм в індуктивності дорівнює нулю. Для зазначеного стану ключів схема заміщення містить тільки лінійні елементи (рис. 2.1, б). Закон зміни напруг і струму в схем і можна виразити, використовуючи закони Кирхгофа. По другому закону Кирхгофа для ланцюга, показаної на рис. 2.1, б можна записати наступне рівняння

$$i_н R_н + L_н \frac{di_н}{dt} = E_d - E \ . \qquad (2.1)$$

Розв'язок рівняння (2.1) що до струму $i_н$ має вигляд

$$i_н = \frac{E_d - E}{R_н} + A_1 e^{-\frac{t}{\tau}}, \qquad (2.2)$$

де A_1 – постійна інтегрування, обумовлена початковими умовами перехідного процесу; $\tau = L_н/R_н$ – постійна часу перехідного процесу.

Величину A_1 визначимо з умови рівності нулю струму $i_н$ у момент t = 0, відповідний до замикання ключа *VT*. Підставляючи в (2.2) t = 0 і враховуючи, що при цьому $i_н$ = 0, одержуємо

$$A_1 = -\frac{E_d - E}{R_н}. \quad (2.3)$$

З урахуванням (2.3) розв'язок (2.2) можна переписати в наступному виді

$$i_н = \frac{E_d - E}{R_н}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (2.4)$$

Згідно (2.4) струм $i_н$ у ланцюзі навантаження буде наростати за експонентним законом.

Після вимикання ключа *VT* струм за рахунок енергії, запасеної в індуктивності, продовжує проходити через ланцюг навантаження й ідеальний діод *VD*. У результаті схема заміщення перетворювача прийме вид, що відповідає рис. 2.1, в. По другому закону Кирхгофа для нової схеми заміщення запишемо наступне рівняння

$$i_н R_н + L_н \frac{di_н}{dt} = -E. \quad (2.5)$$

Розв'язок рівняння (2.5) щодо струму $i_н$ одержуємо у вигляді

$$i_н = \frac{-E}{R_н} + A_2 e^{-\frac{(t-t_и)}{\tau}}, \quad (2.6)$$

де A_2 – постійна інтегрування, обумовлена з початкових умов, відповідних до нового контуру струму.

У вираженні (2.6) відлік часу перехідного процесу ведеться починаючи з початку другого інтервалу, тобто зі зрушенням на $t_и$ (тривалість включеного стану ключа *VT*). Звідси запис показника ступенів числа е. Рівняння (2.6) справедливо тільки для часу $t > t_и$.

Відповідно до принципів безперервності в часі струм в індуктивності й напруга на ємності при комутації не можуть змінюватися стрибком. Ці закони є основними при аналізі перехідних процесів у лінійних електричних колах. У розглянутому випадку в момент $t = t_і$, струм в індуктивності $L_н$ стрибком змінитися не може, хоча конфігурація схеми й змінилася. Враховуючи цей факт, з (2.4) можна визначити значення струму $i_н$ у момент $t_и$, підставивши в зазначене рівняння замість поточного параметра часу t конкретне значення часу $t_и$. Відповідно можна записати

$$i_{н(t_и)} = \frac{E_d - E}{R_н}(1 - e^{-\frac{t_и}{\tau}}). \quad (2.7)$$

Прийнявши значення струму $i_{н(t_и)}$, започаткове для наступного інтервалу, можна з (2.6) визначити A_2. Підставивши в (2.6) $t = t_и$, одержимо

$$A_2 = \frac{E}{R_н} + i_{н(t_и)}. \quad (2.8)$$

З урахуванням (2.8) рівняння (2.6) ухвалює вид

$$i_{н} = -\frac{E}{R_{н}}(1 - e^{-\frac{(t-t_{и})}{\tau}}) + i_{н(t_{и})} e^{-\frac{(t-t_{и})}{\tau}}. \qquad (2.9)$$

Згідно (2.9) струму ланцюзі навантаження починає убувати доти, поки в момент $t = T$ знову не відбудеться включення ключа *VT* і запирання діода *VD*. Після перемикання струм $i_{н}$ знову буде зростати відповідно до (2.4), але при визначенні постійної А необхідно врахувати, що початкове значення струму на цьому інтервалі буде дорівнює кінцевому значенню на попередньому, тобто $i_{н(t_{и})}$, яке визначиться з (2.9) підстановкою Т замість поточного значення *t*.

Обчислюючи послідовно струми по інтервалах, починаючи з першого, коли $t = 0$ і струм $i_{н} = 0$, можна побудувати тимчасову діаграму зміни струму $I_{н}$ протягом будь-якого часу після пуску перетворювача.

На рис. 2.2, а представлена діаграма зміни струму $i_{н}$ у процесі пуску перетворювача. Значення струму наприкінці кожного періоду буде збільшуватися в порівнянні зі значенням його на початку цього ж періоду.

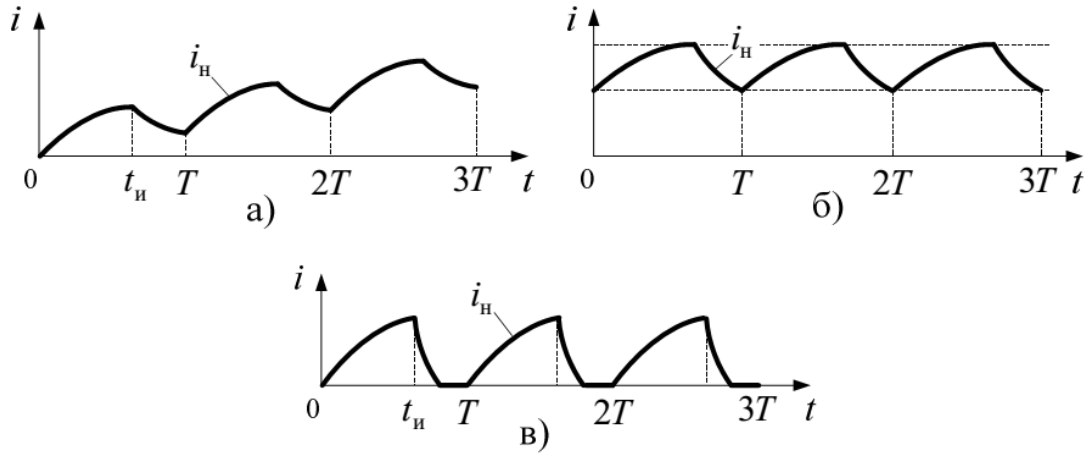


Рис. 2.2 - Тимчасові діаграми зміни струму навантаження $i_{н}$ у перехідному процесі пуску перетворювача (а) і в режимі, що встановився, при безперервному струмі (б), і в переривчастому режимі (в)

Так розраховується перехідний процес до настання режиму, що встановився (див. рис. 2.2, б). режим, що точніше встановився, є таким, що квазі установився, тобто утримуючим два або більш інтервалу з різною структурою електричного ланцюга, причому струми в індуктивностях і напруги на конденсаторах наприкінці цієї групи інтервалів дорівнюють струмам і напругам на початку. Режим, який квазі установився, – це послідовність перехідних процесів повторюваних у кожному періоді. Для спрощення надалі такі режими будемо називати, що встановилися, тому що інших процесів, що встановилися, у схемах вентильних перетворювачів бути не може.

Не завжди структура ланцюга змінюється під впливом керуючих імпульсів. Наприклад, у розглянутому випадку при малій величині індуктивності $L_н$ струм спаде до нуля протягом другого інтервалу. Тоді цей інтервал розіб'ється на два підінтервалу (див. рис. 2.2, в).

На першому будуть слушні наведені вище рівняння, а на другому $i_н = 0$. Момент зміни підінтервалів можна знайти з рівняння (2.9), дорівнявши струм нулю. Це ще більш утрудняє розрахунки, тому що для знаходження границь підінтервалів у більш складних схемах доводиться вирішувати систему трансцендентних рівнянь.

Дорівнявши струми в індуктивностях і напруги на конденсаторах на початку періоду й наприкінці його можна одержати вираження для режиму, що встановився, минаючи розрахунки перехідного процесу з моменту пуску.

Більша точність розрахунків може бути досягнута, якщо замість ідеальної ВАХ вентилів використовувати кусочно-лінійну апроксимацію ВАХ вентилів.

Відзначимо, що при цих розрахунках не враховуються динамічні параметри вентилів, що визначають комутаційні втрати.

По тимчасових діаграмах і отриманим вираженням для миттєвих значень струмів і напруг можна розрахувати їхні середні й діючі значення, установити зв'язки між струмами й напругами на вході й виході перетворювача, а також зв'язати їх зі струмами вентилів і напругами на них. Отримані аналітичні вираження лише в найпростіших випадках дозволяють установити наочні зв'язки величин.

Для подальшого спрощення розрахунків спрощують структуру ланцюгів, ухвалюючи малі індуктивності рівними нулю, а більші рівними нескінченності. Це дозволяє визначити області існування характеристик перетворювача при проміжних значеннях індуктивностей. Ємності також ухвалюються нескінченно більшими й тоді заміняються джерелами противо-ерс (ПЕРС).

Для встановлення зв'язку між вхідними й вихідними значеннями струмів і напруг часто використовується рівність активної потужності на вході й виході перетворювача (при ідеальних елементах).

Конкретні приклади таких підходів будуть продемонстровані в міру вивчення курсу.

Спрощені схеми й вираження дозволяють установити основні співвідношення й вивчити вплив факторів.

2.2. Методи моделювання

Більш точна дані про процеси, що відбуваються у вентильному перетворювачі можна одержати за допомогою комп'ютерного моделювання.

Математична модель є математичним описом реального фізичного об'єкта. Диференціальні рівняння (2.1) і (2.5) були математичною моделлю перетворювача постійної напруги по наведеній спрощеній схемі. Відзначимо, що як буде показано нижче, це досить наближена модель. По цій моделі, наприклад, за допомогою пакета програм *Mathcad* можна розрахувати перехідний процес пуску перетворювача.

Комп'ютерна модель – це програмна реалізація математичної моделі, доповнена службовими програмами. Ці програми дозволяють дослідникові одержати результат, намалювавши тільки схему, і не записуючи системи диференціальних рівнянь, що різко скорочує трудовитрати й вимоги до рівня математичної підготовки дослідника.

Дослідження, засноване на застосуванні комп'ютерних моделей, назвемо комп'ютерним моделюванням.

Найбільш перспективним комплексом прикладних програм, що забезпечують потреби інженерів, що працюють в області електропривода, є пакет *Matlab+Simulink*. Середовище *Matlab+Simulink* прЕРСтавляє дослідникові й проектантові найширші можливості дослідження процесів у найскладніших системах при будь-яких змінах параметрів, включаючи аварійні режими. Моделювання істотно скорочує строки розробки й налагодження систем з вентильними перетворювачами.

Усі перехідні процеси в системах з вентильними перетворювачами діляться на 3 групи:

1) «повільні» процеси (частки секунди й більш), іноді їх називають макропроцесами;

2) процеси середньої тривалості (мілісекунди та їх частки);

3) швидкі процеси при відмиканні й запиранні вентилів, іноді їх називають мікропроцесами (мікросекунди і їх частки). При дослідженні цих процесів неприпустиме застосування апроксимації характеристик вентилів без обліку їх динамічних властивостей.

Недолік пакета *Matlab+Simulink* – неможливість досить точного моделювання перехідних процесів у самих вентилях (мікропроцесів). Мікропроцеси краще моделювати за допомогою спеціальних комплексів прикладних програм, наприклад, *Microcap, Workbench* і ін.

Однак, такі програми не підходять для моделювання систем електропривода.

Для прикладу розглянемо застосування пакета *Matlab+Simulink* для моделювання за допомогою уточненої моделі перетворювача за схемою рис. 2.1, а, наведеної на рис. 2.3, а, що враховує внутрішні опори джерела живлення $r_{ип}$ і акумулятора $r_{ак}$, конденсатор *C* на вході, апроксимовані ВАХ транзисторного ключа й діода ($R_{си}$, U_0, $r_д$), *RC*–ланцюжок, шунтувальну транзисторний ключ *VT*. Основні параметри схеми заміщення наведені в табл. 2.1.

На рис. 2.3, б наведена комп'ютерна модель, відповідна до наведеної схеми. Отримані при моделюванні осцилограми для перехідного процесу й режиму, який квазі установився, наведені на рис. 2.4.

На осцилограмах наведені напруга на навантаженні $u_н$, струм навантаження $i_н$, струм стоку $i_с$, струм діода $i_д$ і напруга на ключі $u_{си}$ (стік-джерело).

Таблиця 2.1.

Параметри	E_d, В	E, В	$L_н$, мГн	$R_н$, Ом	$r_{ип}$, Ом	$r_{ак}$, Ом	$R_{си}$, Ом	$r_д$, Ом	U_0, В	$R_ш$, Ом	$C_ш$, мкФ	C, мкФ
Схема рис. 2.1.	24	12	2	1	0	0	0	0	0	∞	0	0
Схема рис. 2.3.	24	12	2	1	0,5	0,5	0,1	0,01	0,8	20	0,01	1000

Результати моделювання за допомогою моделей по рис. 2.1, 2.3 наведені в табл. 2.2. У таблиці $t_и/T$ відносна тривалість включення транзисторного ключа, *Ud*, *Id*, *Pd* – напруга, струм і потужність, споживані від джерела живлення, $U_н$, $I_н$, $P_н$ – напруга, струм і потужність, відповідно в навантаженні (включаючи реактор, що згладжує). Період *T* рівний 0,1 мс.

З таблиці видно, що для збереження зарядного струму $I_н$ треба було збільшити відносну тривалість включення транзисторного ключа $t_и/T$ і потужність, споживану від джерела живлення *Pd*. Відмінності в характері осцилограм були малопомітні.

Таким чином, комп'ютерне моделювання являє яскравий приклад застосування інформаційних технологій для полегшення праці інженерів, прискорення й здешевлення процесів розробки, проектування й налагодження систем з вентильними перетворювачами.

Таблиця 2.2

Вимірювальна величина	$t_и/T$	U_d, В	I_d, А	P_d, Вт	$U_н$, В	$I_н$, А	$P_н$, Вт
Схема на рис. 2.1.	0,55	24	0,61	14,7	13,2	1,11	14,6
Схема на рис. 2.3.	0,595	23,7	0,66	15,7	13,7	1,11	15,2

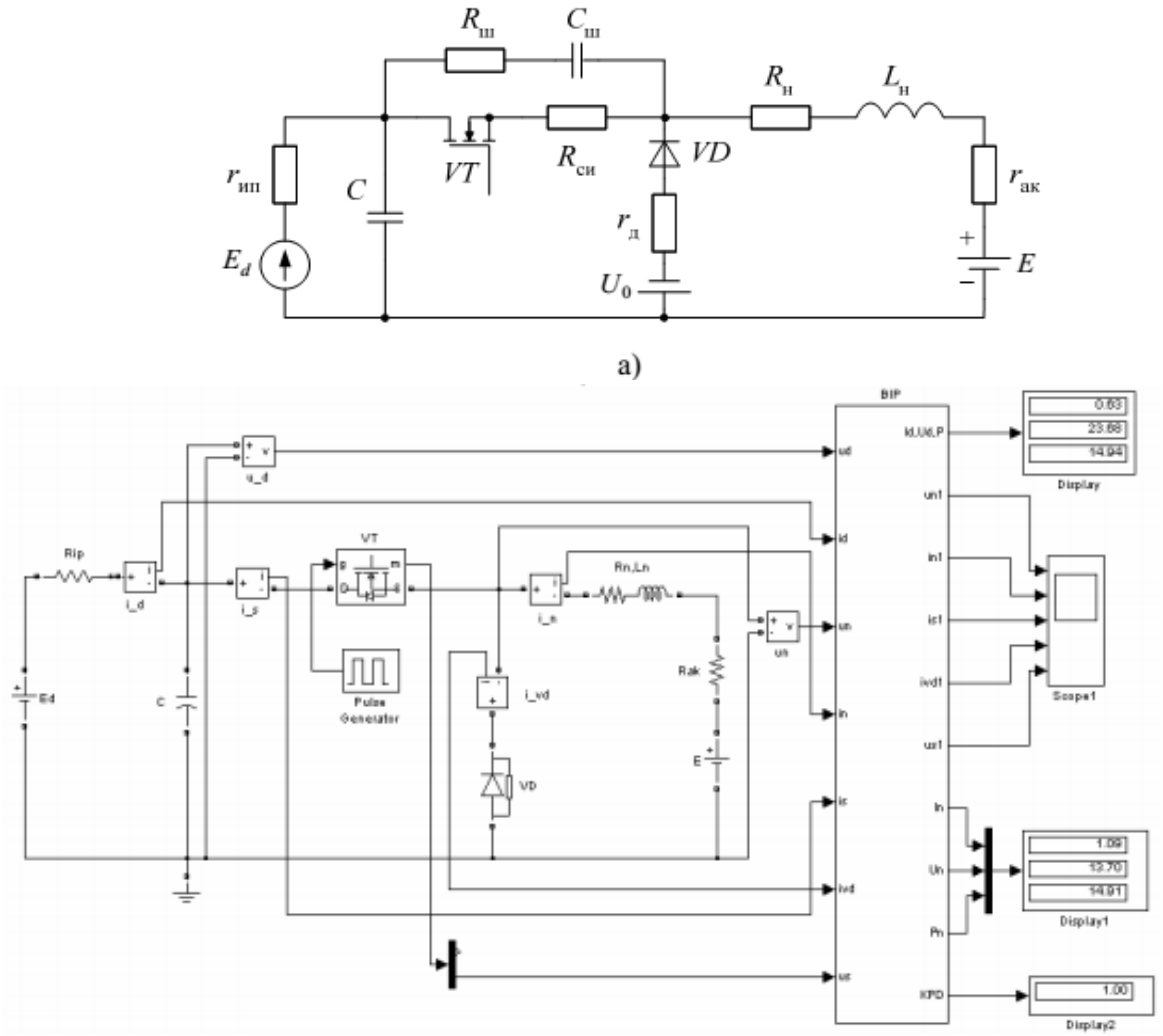
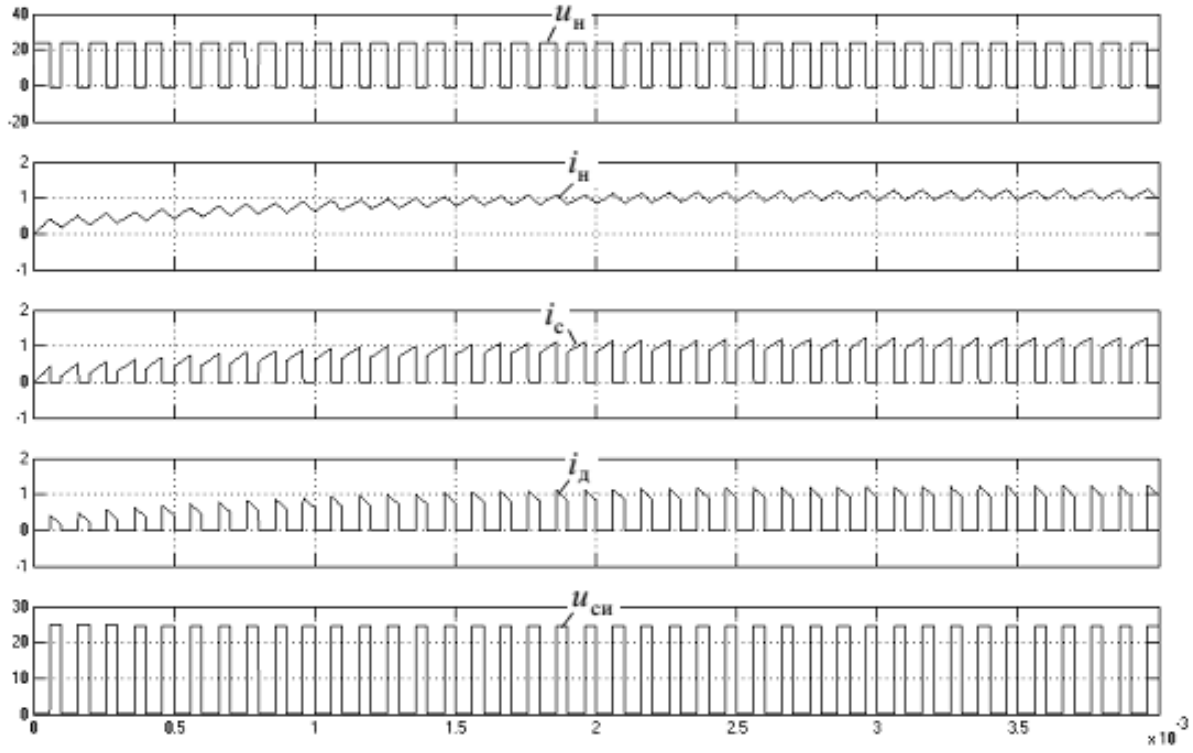
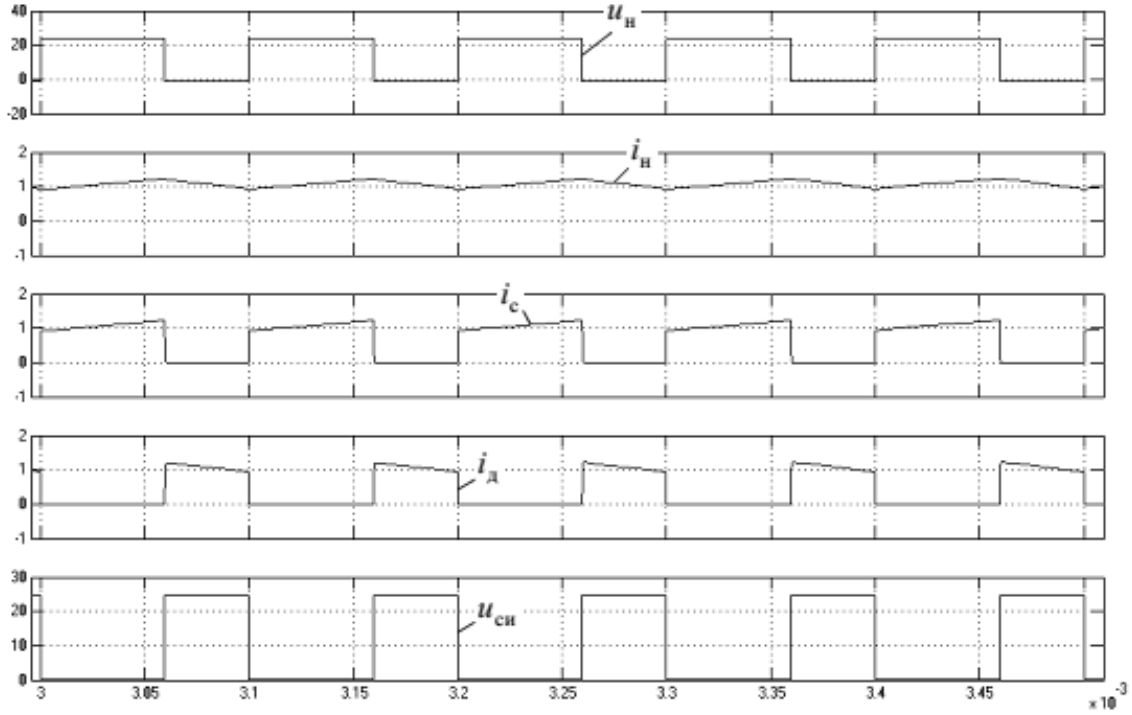


Рис. 2.3 - Схема перетворювача постійної напруги, що враховує не ідеальність елементів схеми й *RC*–ланцюжок, шунтувальну транзисторний ключ (а), і її комп'ютерна модель (б)



а)



б)

Рис. 2.4 - Осцилограми для перехідного процесу (а) режиму, що установився (б)

2.3. Контрольні питання

1. Який метод найчастіше застосовується для розрахунків електромагнітних процесів у вентильних перетворювачах?

2. Що таке апроксимація?

3. Як виконується розрахунки кусочно-припасовочним методом?

4. Які допущення ухвалюють для спрощення розрахунків?

5. Що таке режим, який квазі установився?

6. У які моменти відбуваються зміни структури схеми?

7. Що таке комп'ютерна модель?

8. Що таке математична модель?

9. У чому полягають переваги пакета прикладних програм *Matlab+Simulink*?

10. У чому полягають недоліки пакета прикладних програм *Matlab+Simulink*?

11. Як діляться по тривалості перехідні процеси в системах з вентильними перетворювачами?

ТЕМА 3. ВИПРЯМЛЯЧІ СТРУМУ

3.1. Класифікація й структурні схеми випрямлячів

Випрямлячі – це електротехнічні пристрої, призначені для перетворення енергії джерела напруги змінного струму в енергію напруги постійного струму.

Випрямлячі діляться на випрямлячі струму й випрямлячі напруги.

У випрямлячах струму струм на виході протікає в одному напрямку, а миттєві значення напруги на виході можуть міняти полярність. У якості вентилів у них застосовують діоди й тиристори.

У випрямлячах напруги напруга на виході не міняє полярність, а струм на виході може міняти напрямок. У якості вентилів у них застосовують діоди й транзистори або, що защіпаються тиристори.

У цей час основне застосування мають випрямлячі струму.

Для скорочення надалі будемо називати їх просто випрямлячами, опускаючи слово струму. Випрямлячі напруги складніше.

Випрямлячі струму класифікуються по ряду ознак (рис. 3.1).



Рис. 3.1 - Класифікація випрямлячів струму

1. По числу фаз випрямлячі діляться:

а) на однофазні, які живляться від однофазної мережі;

б) на багатофазні, які живляться від багатофазної мережі.

2. По числу півхвиль, що випрямлюються, випрямлячі діляться:

а) на однонапівперіодні;

б) на двохнапівперіодні.

3. По побудові схем випрямлячі діляться на наступні:

а) нульові (однотактні, у яких струм по вторинній обмотці трансформаторів протікає в одному напрямку);

б) мостові (двотактні, у яких струм по вторинній обмотці трансформаторів протікає у двох напрямках). У мостовій схемі трансформатор може бути відсутній.

4. По потужності випрямлячі діляться на наступні:

а) малої потужності (до сотень ват);

б) середньої потужності (до десятків кіловатів);

в) великої потужності (сотні й тисячі кіловат).

5. По можливостях керування випрямлячі діляться:

а) на некеровані, виконані на діодах;

б) на керовані, виконані на тиристорах.

На рис. 3.2.1. наведена узагальнена структурна схема випрямляча, що містить мережний фільтр СФ, трансформатор Т, вентильний блок ВБ, що згладжує фільтр СГФ, стабілізатор СТ, систему керування СУ й навантаження Н. Енергія з мережі подається через мережний фільтр, що служить для зменшення шкідливого впливу випрямляча на живильну мережу. Трансформатор служить для узгодження випрямленої напруги й напруги мережі, а також для потенційного поділу навантаження й мережі. Вентильний блок служить для випрямлення змінного струму, фільтр, що згладжує, здійснює фільтрацію (згладжування) випрямленої напруги. Стабілізатор забезпечує підтримку з необхідною точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги живильної мережі й струму навантаження. Система керування в керованому випрямлячі забезпечує регулювання випрямленої напруги.

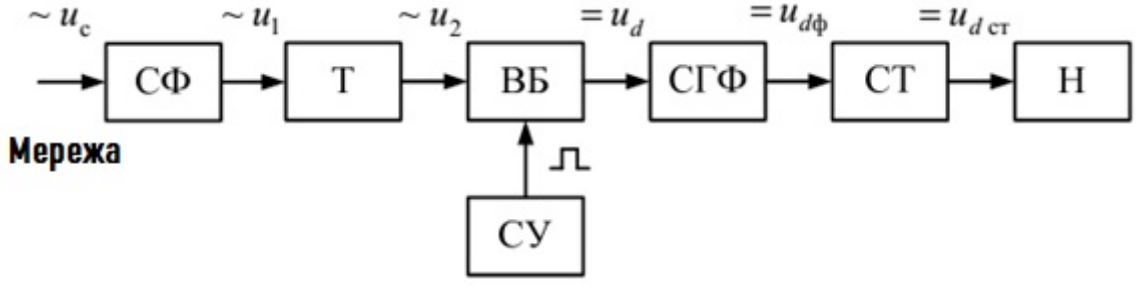


Рис. 3.2.1 - Узагальнена структурна схема випрямляча

Не всі зазначені блоки обов'язково присутні в схемі. Залежно від пропонованих вимог можуть бути відсутні усі блоки, крім ВБ. Однак, у більшості випадків необхідний і трансформатор. Тому надалі процеси розглядаються для комплекту Т–ВБ. Наявність фільтра, що згладжує, значно впливає на режим роботи випрямляча і його елементів. Істотним при цьому є характер вхідного ланцюга фільтра, що згладжує, визначає разом із зовнішнім навантаженням від навантаження випрямляча.

Можливі наступні види навантажень випрямляча (з урахуванням фільтра):

а) активна;

б) індуктивна-активно-індуктивна (наприклад, випрямляч працює на обмотку збудження двигуна);

в) індуктивна-активно-індуктивна із проти-ЕРС (випрямляч працює на якір двигуна);

г) активно-ємнісна (ємнісний фільтр).

Через складність розрахунків випрямлячів, аналіз процесів у них у першому наближенні виконується при допущеннях, що спрощують, про індуктивність навантаження. Ухвалюється**,** що індуктивність у ланцюзі випрямленого струму $Ld = 0$**,** або $Ld = \infty$ **.**

Найширшого розповсюдження набули схеми випрямлячів, зображені на рисунку 3.2.2. (виходячи з того, що як вентилі тут використано діоди – маємо некеровані випрямлячі).

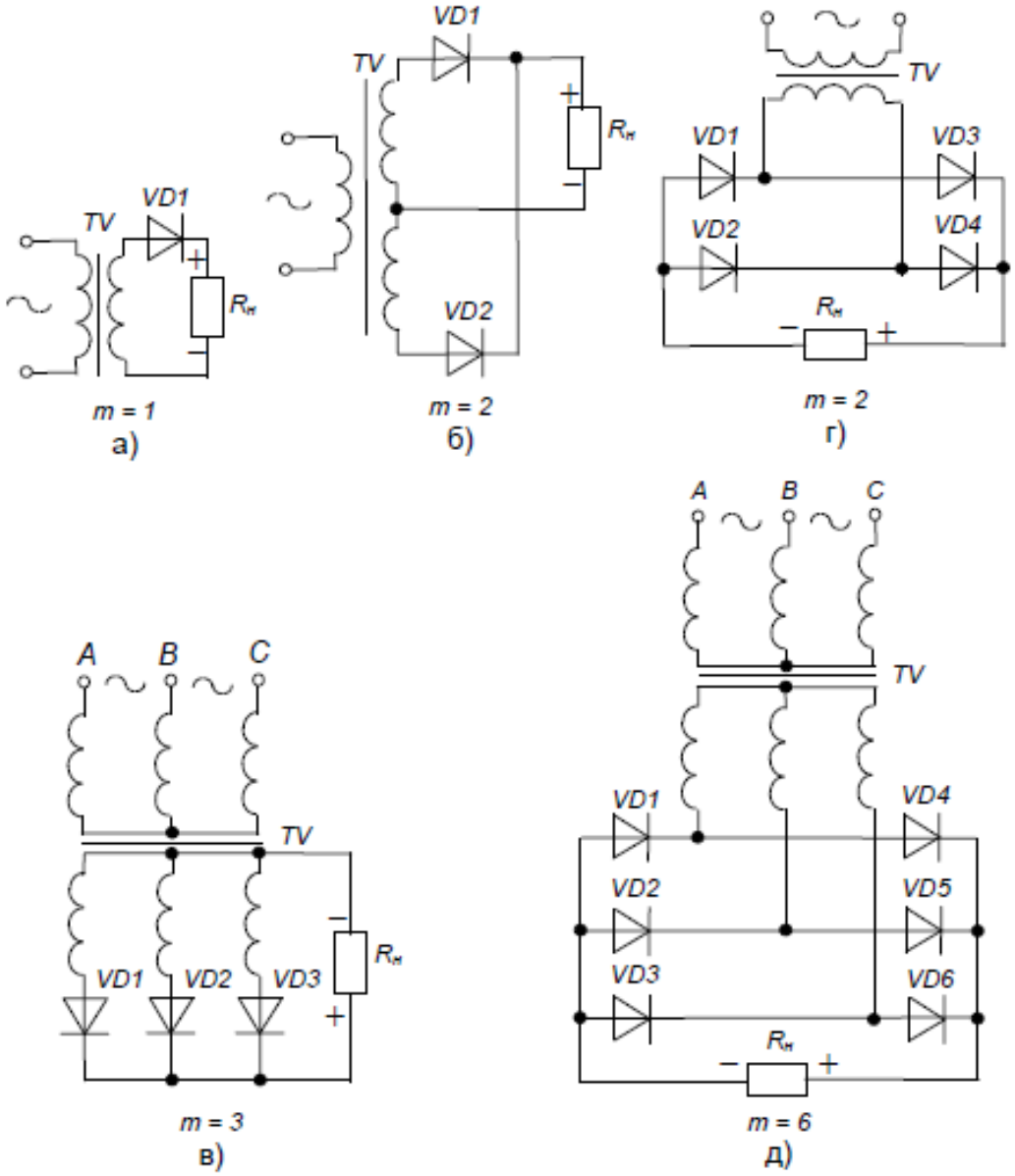


Рис. 3.2.2 - Випрямлячі: *а-в* – однотактні (з нульовим виводом); *г,* д – двотактні (мостові); а) однофазна однопівперіодна; б) однофазна двопівперіодна з нульовим виводом; в) трифазна з нульовим виводом (схема Міткевича); г) однофазна мостова; д) трифазна мостова (схема Ларіонова)

Схеми випрямлячів класифікують за низкою ознак (рис. 3.2.2).

1. Залежно від числа фаз живильного джерела змінної напруги розрізняють схеми однофазного (рис. 3.2.2, а, б, г) та трифазного (рис. 3.2.2, в, д) живлення.

2. Залежно від кількості імпульсів струму, що протікає за повний період за вторинними обмотками трансформатора: а) Однотактні – струм протікає один раз за повний період. Відношення частоти пульсацій випрямленої напруги (mП) до частоти мережі в однотактних схемах дорівнює кількості фаз вторинної обмотки трансформатора. У таких схемах крім найпростішого однофазного однонапівперіодного випрямляча обов'язково виводиться нульова точка трансформатора (рис. 3.2.2, а, б, г). б) Двотактні – у кожній фазі вторинної обмотки трансформатора струм протікає двічі за період, причому у протилежних напрямах. Кратність пульсацій випрямленої

напруги у таких схемах у 2 рази більша, ніж число фаз вторинної обмотки трансформатора. Ці схеми також називають бруківками (рис. 3.2.2, д). У мостових схемах струм у вторинному ланцюзі завжди проходить послідовно по двох вентилях.

3. За ступенем складності: а) прості (рис. 3.2.2, а – д); б) складні – кілька простих схем випрямлячів з'єднують послідовно чи паралельно.

4. За кількістю пульсацій за період напруги живлення: а) із однофазними пульсаціями (рис. 3.2.2, а); б) із двофазними пульсаціями (рис. 3.2.2, б, в); в) схема із трифазними пульсаціями (рис. 3.2.2 г); г) схеми із чотирифазними пульсаціями; д) схеми із шестифазними пульсаціями (рис. 3.2.2, д, е); е) схеми з дванадцятифазними та більш пульсаціями. Являють собою послідовне та паралельне з'єднання попередніх схем.

5. Залежно від призначення випрямлячі можуть бути керованими та некерованими. Можливі різні модифікації схем випрямлячів: з включенням вторинної обмотки трансформатора в трикутник, зигзаг, несиметричні схеми, схеми з навантаженням шунтованої діодом та ін.

Експлуатаційні характеристики випрямлячів

1. Середнє значення випрямленої напруги та струму Ud, Id.
2. Коефіцієнт корисної дії (ККД) – h;
3. Коефіцієнт потужності – x;
4. Зовнішня характеристика випрямляча - залежність Ud = f (Id);
5. Регулювальна характеристика для керованих випрямлячів Ud=f(a), де a - кут управління (регулювання);
6. Коефіцієнт пульсацій:

$$К_{п} = \frac{Um(q)}{Ud},$$

де q – номер гармоніки,

Um – амплітуда напруги.

7. Коефіцієнт спотворення:

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I^2_{1(1)} + I^2_{1(2)} + ... + I^2_{1(q)} + ...}},$$

де I1(1) – значення основної гармоніки первинної обмотки трансформатора, що діє,

$$\sqrt{I^2_{1(1)} + I^2_{1(2)} + ... + I^2_{1(q)} + ...}.$$

Повний струм первинної обмотки трансформатора.

8. Розмір і тривалість протікання допустимого прямого струму навантаження.

9. Експлуатаційні та економічні характеристики вентилів: термін служби, вартість та надійність.

Контрольні питання

1. По яких ознаках класифікуються випрямлячі?
2. Яка структурна схема випрямляча й чому вона може спрощуватися?
3. Які можливі види навантажень випрямляча?

3.2. Однофазні випрямлячі

3.2.1. Однофазна однонапівперіодна схема випрямлення

На рис. 4.3, а наведена однофазна однонапівперіодна схема випрямлення, а тимчасові діаграми струмів і напруг при чисто активному навантаженні ($Ld = 0$) – на рис. 4.3, б.

Діаграми побудовані при наступних допущеннях**:** вентиль і трансформатор ідеальні (спадання напруги на провідному вентилі дорівнює нулю, а зворотний опір – нескінченності, втрати й струм холостого ходу в трансформаторі дорівнюють нулю, тобто в його схемі заміщення індуктивність намагнічування дорівнює нескінченності, а індуктивність розсіювання дорівнює нулю).

Ці ж допущення прийняті при розгляді й при розрахунках наступних схем.

Умовні позначки на схемі:

u_1, i_1 – первинна напруга й первинний струм;

e_2, i_2 – вторинна напруга й вторинний струм;

ia – анодний струм;

ua – напруга на вентилі;

ud, id – випрямлена напруга й випрямлений струм.

Коли на вторинній стороні трансформатора діє позитивний півперіод, діод проводить, і вся напруга прикладається до навантаження; коли негативний – струм у ланцюзі відсутній, і до діода прикладається зворотна напруга. Струм через навантаження відповідно до закону Ома повторює форму напруги на навантаженні.

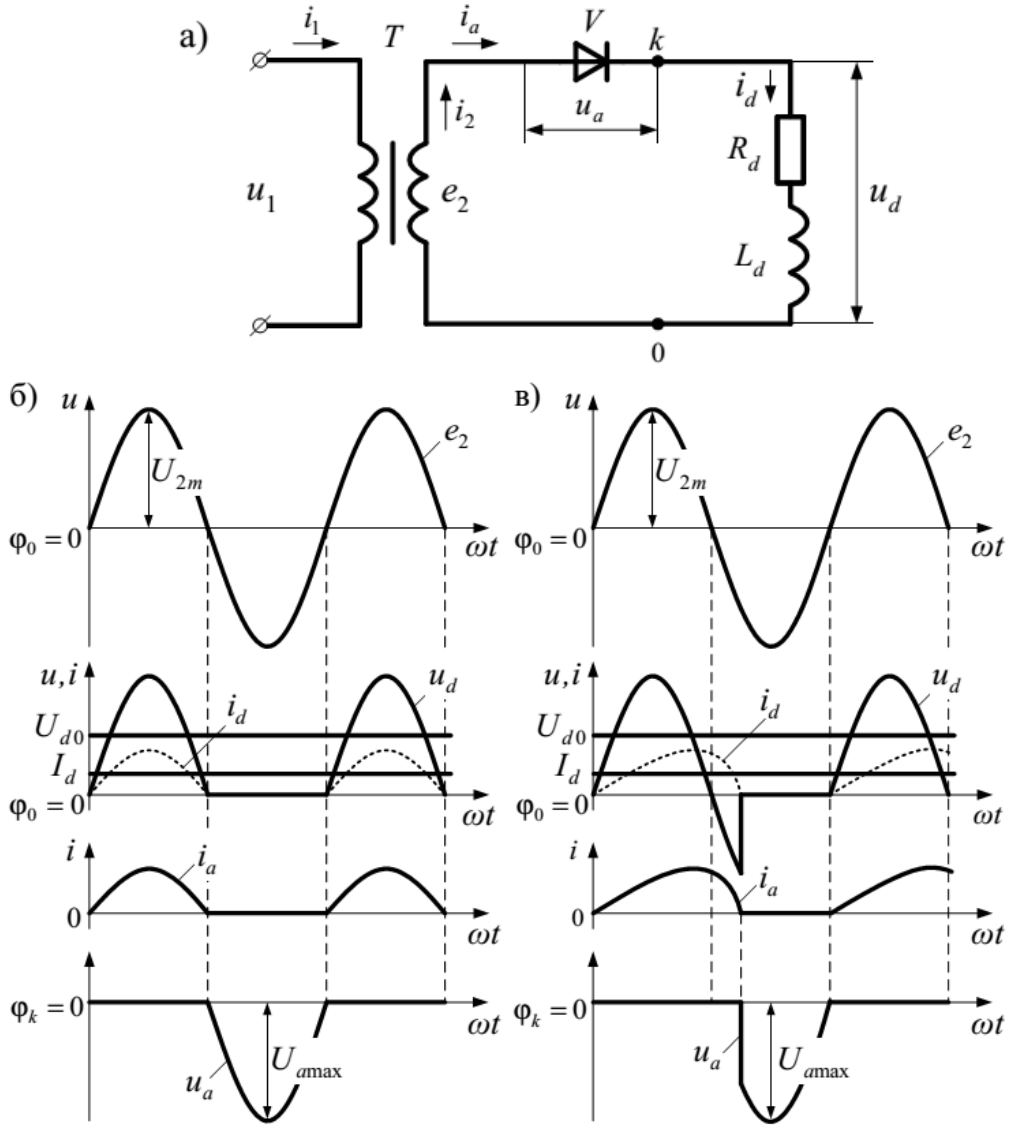


Рис. 3.3 - Однофазна однонапівперіодна схема випрямлення (а) і тимчасові діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при $Ld = 0$ (б) і $Ld \neq 0$ (в)

На рис. 3.3 в наведені тимчасові діаграми струмів і напруг при активно-індуктивному навантаженні ($Ld \neq 0$). На діаграмі видно, що струм через вентиль *ia* наростає уповільнено й закінчується пізніше переходу мережевої напруги через нуль у негативну область. При цьому струм продовжує проходити за рахунок енергії, запасеної в індуктивності *Ld*. У випрямленої напрузі *ud* появляються негативні ділянки. Але струм *id* проходить тільки в одному напрямку (випрямляч струму).

Розглянемо розрахунки випрямляча при чисто активному навантаженні. Вентиль вибирається по середньому струму, для трансформатора важливо діюче значення, для навантаження важливо середнє значення струму й напруги.

Розрахунки схеми проводяться в кілька етапів.

1. Визначення струмів і напруг на стороні навантаження:

Середнє значення ідеально випрямленої напруги

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m}\cos\omega t \cdot d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0{,}45U_2 \qquad (3.1)$$

де U_{2m} – амплітуда напруги на вторинній стороні трансформатора

$$U_{2m} = \sqrt{2}U_2 \quad . \qquad (3.2)$$

Тут U_2 – діюче значення напруги на вторинній стороні трансформатора.

Амплітуда випрямленої напруги

$$U_{d\max} = U_{2m} = \pi U_{d0}\,. \qquad (3.3)$$

Середнє значення випрямленого струму

$$I_d = U_{d0}/R_d\,, \qquad (3.4)$$

а його амплітуда за аналогією з формулою (3.3)

$$I_{d\max} = \pi I_d\,. \qquad (3.5)$$

2. Визначення струмів і напруг для вентиля:

Середнє й амплітудне значення анодного струму

$$I_a = I_d\,, \qquad I_{a\max} = I_{d\max} = \pi I_d\,. \qquad (3.6)$$

За середнім значенням струму визначається тип вентиля.

Амплітуда зворотної напруги на вентилі

$$U_{a\max} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \pi U_{d0}\,. \qquad (3.7)$$

Перевага схеми – простота; недоліки – низька якість випрямленої напруги й погане використання вентилів і трансформатора.

Ця схема застосовується для випрямлячів дуже малої потужності, у яких випрямлений струм малий і задовільне згладжування пульсацій може бути забезпечене за допомогою найпростішого фільтра.

3.2.2. Врахування не ідеальності вентилів і трансформатора

На рис. 3.4 наведена схема заміщення однофазного однонапівперіодного випрямляча з урахуванням не ідеальності вентиля й активного опору обмоток трансформатора (а) і її перетворення (б).

На схемі U_0 і $r_д$ – гранична напруга й диференціальний опір вентиля, *ra* – активний опір обмоток трансформатора, наведене до вторинної сторони

$$r_a = r_1^{/} + r_2\,. \qquad (3.8)$$

Тут r_1 і r_2 – активні опори первинної й вторинної обмоток.

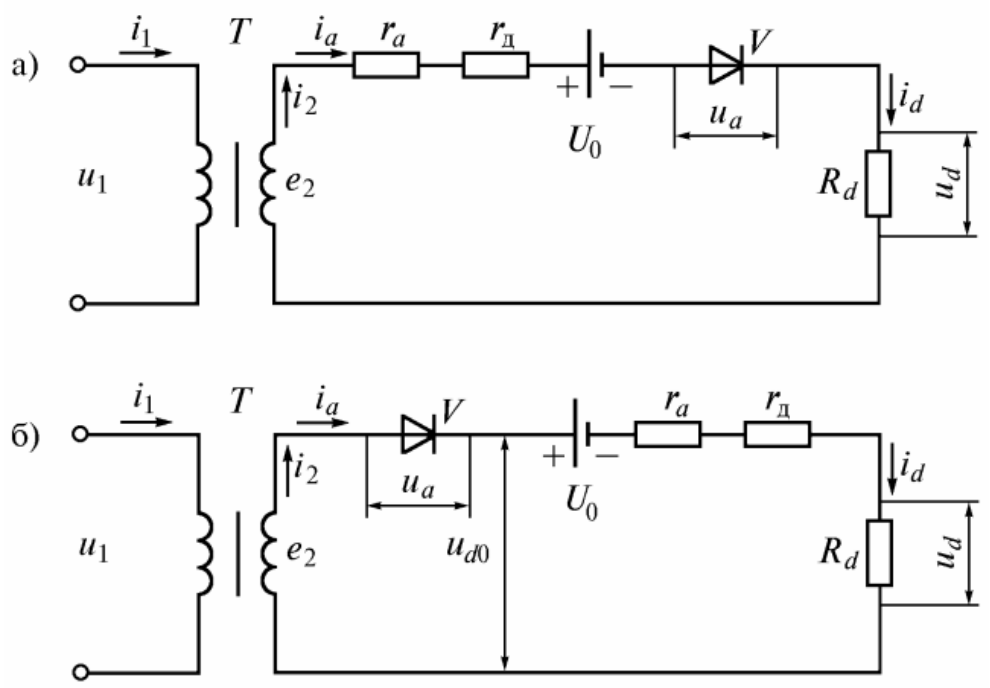


Рис. 3.4 - Схема заміщення однофазного однонапівперіодного випрямляча з урахуванням не ідеальності вентиля й трансформатора (а) і її перетворення (б)

Напруга на виході реального випрямляча

$$U_d = U_{d0} - U_0 - I_d(r_a + r_д). \qquad (3.9)$$

Формула (3.9) є рівнянням зовнішньої характеристики випрямляча. Зовнішня характеристика – це залежність випрямленої напруги від випрямленого струму. З формули (3.9) видно, що якщо визначене середнє значення ідеально випрямленої напруги, то, знаючи параметри схем заміщення вентиля й трансформатора, можна знайти реальну випрямлену напругу.

3.2.3. Однофазна нульова схема випрямлення

На рис. 3.5, а наведена однофазна нульова схема випрямлення, а тимчасові діаграми струмів і напруг при чисто активній (*Ld*= 0) і активно-індуктивному (*Ld*= ∞) навантаженні зображені на рис. 3.5, б.

Розглянемо випадок *Ld* = 0. При побудові діаграм для вторинних ЕРС і випрямленої напруги потенціал нульового виводу трансформатора прийнятий за **0.** На вторинній стороні трансформатора діють протифазні напруги. Коли напруга в точці *a* позитивна стосовно точки 0, то в точці *b* вона негативна. При цьому проводить вентиль *V*1, а *V*2 замкнений. Напруга на навантаженні *ud* при почерговій провідності вентилів показана на рис. 3.5 б. Струм через навантаження *id* відповідно до закону Ома повторює форму напруги на навантаженні. При побудові діаграми для напруги на вентилі потенціал катода прийнятий за **0.** Коли один з вентилів проводить, напруга на

ньому дорівнює нулю. До замкненого вентиля через провідний вентиль прикладається подвійна напруга. Струми через вентиль ia_1 і вторинну обмотку трансформатора i_{2a} на ділянці провідності повторюють струм навантаження *id*.

Первинний струм i_1 складається із двох вторинних i_{2a} і i_{2b}.

Якщо $Ld = \infty$, то форма напруги на навантаженні зберігається. Випрямлена напруга містить постійну складову й гармоніки, але тому що $xd = \infty$, то струм від гармонік дорівнює нулю, і *id* строго постійний. Тому струми через вентилі й обмотки трансформаторів перетворюються в прямокутники (рис. 3.5, в).

Розрахунки схем випрямлення дозволяє встановити зв'язок між струмами й напругами на стороні змінного й на стороні постійного струму, визначити струм і напругу на вентилі, а також розрахункову потужність трансформатора. У зв'язку із близьким видом діаграм розрахунки всіх схем випрямлення аналогічні. Розрахунки проведемо на прикладі однофазної нульової схеми для випадку $Ld = 0$ (рис. 3.5, а, б), ухвалюючи допущення про ідеальність вентилів і трансформатора.

Середнє значення ідеально випрямленої напруги

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m}\cos\omega t \cdot d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 0{,}9U_2. \qquad (3.10)$$

Середнє значення випрямленого струму

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d}. \qquad (3.11)$$

Відповідно до діаграм (рис. 3.5, б) амплітудні значення випрямленої напруги й випрямленого струму

$$U_{d\max} = U_{2m} = \frac{\pi U_{d0}}{2}, \qquad (3.12)$$

$$I_{d\max} = \frac{\pi I_d}{2}. \qquad (3.13)$$

Середнє й амплітудне значення струму через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{2}, \qquad (3.14)$$

$$I_{a\max} = I_{d\max} = \pi I_a\,. \qquad (3.15)$$

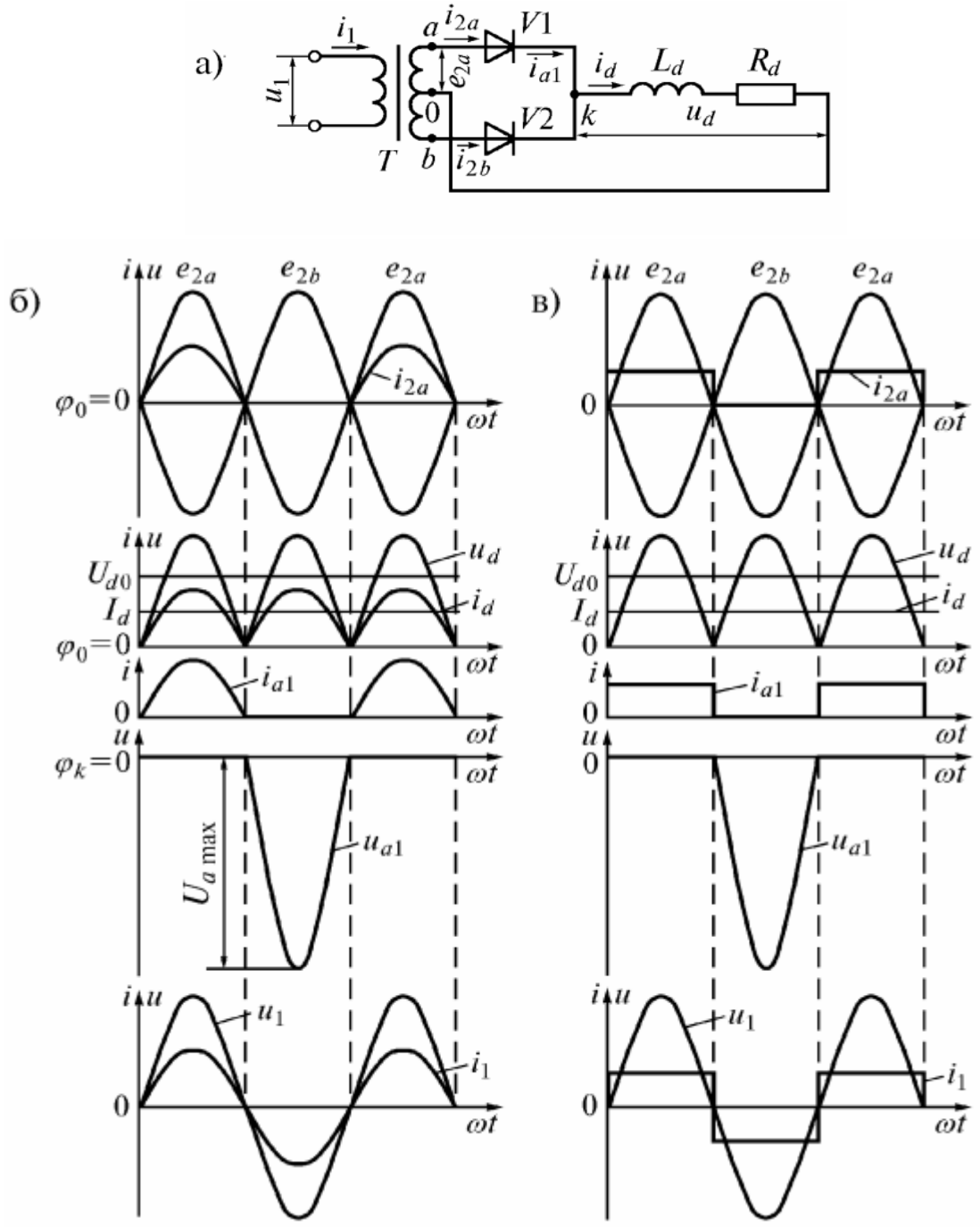


Рис. 3.5 - Однофазна нульова схема випрямлення (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при *Ld* = 0 (б) і *Ld* = ∞ (в)

Амплітуда напруги на вентилі

$$U_{a\max} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_{d0}. \qquad (3.16)$$

Діюче значення вторинної напруги з урахуванням (3.10)

$$U_2 = 1{,}11U_{d0}. \qquad (3.17)$$

Діюче значення вторинного струму з урахуванням діаграми (рис. 3.5, б)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} i_2^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{a\,max}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot d\omega t} = \frac{I_{a\max}}{2} = \frac{\pi}{2} I_a = \frac{\pi}{4} I_d. \quad (3.18)$$

Амплітудне значення первинного струму (з урахуванням коефіцієнта трансформації *n*)

$$I_{1\max} = \frac{I_{a\max}}{n}. \quad (3.19)$$

Тоді діюче значення первинного струму

$$I_1 = \frac{I_{a\max}}{n\sqrt{2}} = \frac{\pi I_d}{n2\sqrt{2}} = \frac{I_2\sqrt{2}}{n}. \quad (3.20)$$

Для трансформатора розраховуються діючі значення струмів, тому що вони визначають нагрівання трансформатора.

Діюче значення первинної напруги

$$U_1 = U_2 n. \quad (3.21)$$

Відомі поняття: розрахункові потужності первинних і вторинних обмоток *S*1, *S*2 і розрахункова потужність трансформатора *S*T. Розрахункова потужність обмоток трансформатора визначається гаданою потужністю обмоток змінного струму. Розрахункові потужності обмоток можуть відрізнятися.

У даній схемі:

$$S_1 = U_1 I_1 = 1{,}11 U_{d0} n \cdot \frac{\pi I_d}{n2\sqrt{2}} = 1{,}23 P_d, \quad (3.22)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \cdot 1{,}11 U_{d0} \cdot \frac{\pi I_d}{4} = 1{,}74 P_d, \quad (3.23)$$

де *Pd* − потужність на виході випрямляча.

$$P_d = U_{d0} I_d. \quad (3.24)$$

Розрахункова (типова) потужність трансформатора дорівнює напів сумі розрахункових потужностей обмоток

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1{,}48 P_d. \quad (3.25)$$

Коефіцієнт при *Pd* показує**,** у скільки раз можна було б збільшити потужність**,** що пропускається через обмотки трансформатора**,** якби він працював не на випрямляч**,** а на активне навантаження при синусоїдальному струмі. Збільшення розрахункової потужності трансформатора викликане:

1) поганим використанням вторинних обмоток трансформатора, що пропускають струм не у весь час;

2) завантаженням трансформатора гармоніками струму, які не використовуються. На виході випрямляча потрібна тільки постійна складова.

Розглянемо випадок $Ld = \infty$ (рис. 4.5 в). Тимчасові діаграми напруг не відрізняються від діаграм (рис. 4.5 б). Випрямлена напруга містить постійну складову й гармоніки. Тому що $Ld = \infty$, а, отже, $xd = \omega ld = \infty$, то струм від гармонік дорівнює нулю й *id* строго постійний. Отже, струми вентилів і трансформатора прямокутні.

Розрахункові значення струмів, напруг і потужностей для цього випадку, також для інших схем наведені в табл. 3.1.

3.2.4. Однофазна мостова схема випрямлення

На рис. 3.6, а наведена однофазна мостова схема випрямлення, а тимчасові діаграми струмів і напруг при чисто активному ($Ld = 0$) і активно-індуктивному ($Ld = \infty$) навантаженні зображені на рис. 3.6, б, в.

Коли напруга на верхньому виводі вторинної обмотки позитивна, струм проходить від цього виводу через вентиль *V*1, навантаження, вентиль *V*2 на нижній вивід. Коли напруга на нижньому виводі вторинної обмотки позитивна струм проходить від цього виводу через вентиль *V*3, навантаження, вентиль*V*4 на верхній вивід. При цьому струм через навантаження завжди йде в одному напрямку.

Більшість діаграм в однофазній нульовій і мостової схемах однакові**.** Тільки амплітуда зворотної напруги на вентилі в мостовій схемі вдвічі менше, і по вторинній обмотці протікає змінний струм. Тому формули для I_d, U_{d0}, *Ia*, *Iamax*, I_1, отримані для однофазної нульової схеми, слушні й для однофазної мостової схеми.

Коефіцієнти у формулах для *Uamax*, I_2, S_1, S_2, S_T наведені в табл. 3.1.

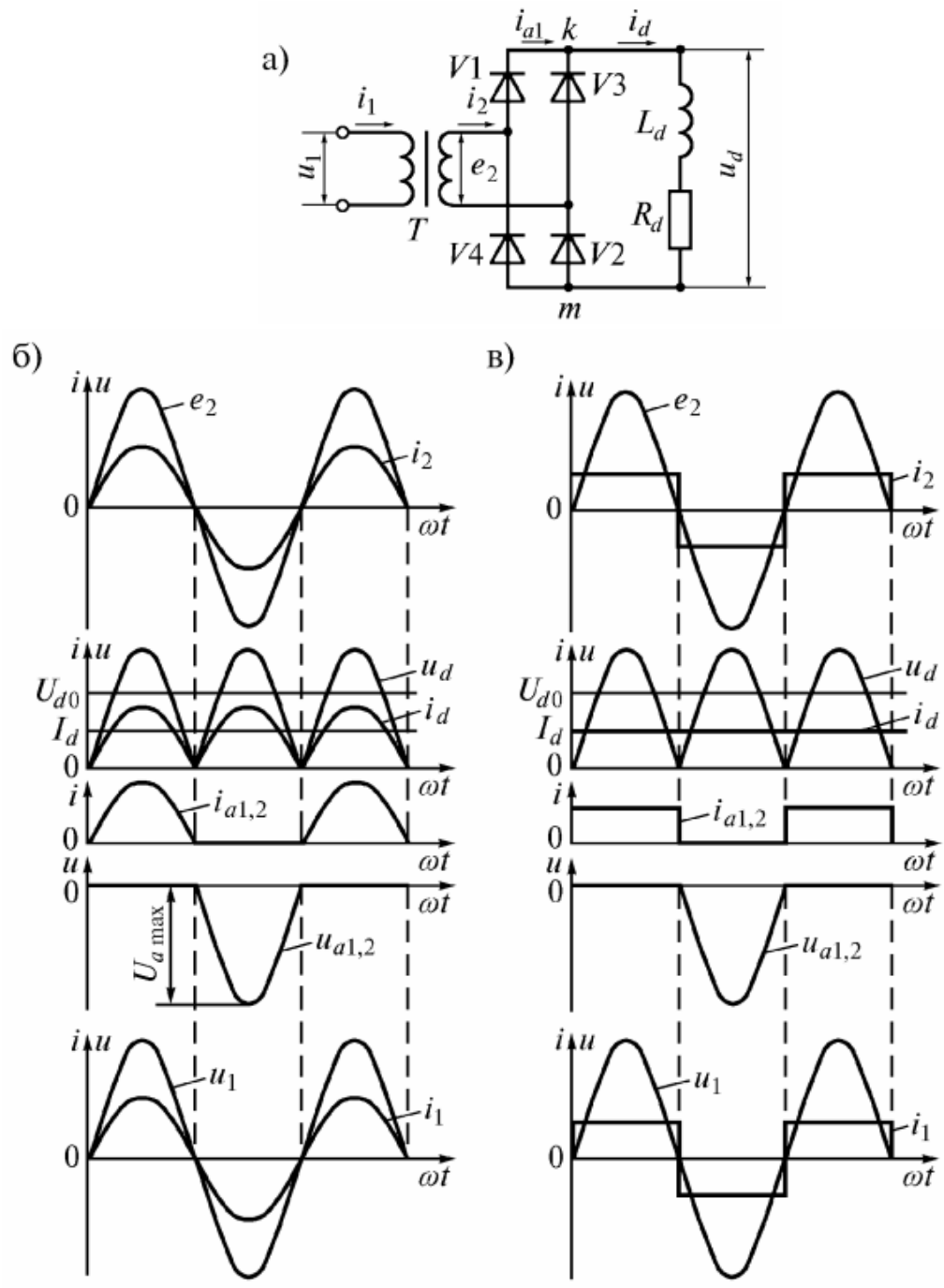


Рис. 3.6 - Однофазна мостова схема випрямлення (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при $Ld = 0$ (б) і $Ld = \infty$ (в)

Таблиця 3.1

Схема випрямлення		m	Трансформатор						Вентилі			Навантаження			Коефіцієнт А
			$\frac{U_2}{U_{d0}}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{I_d/n}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{amax}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_{amax}}{I_d}$	$\frac{U_{d0}}{U_2}$	f_1	q	
Однофазна нульова	$x_d=0$	2	1.11	0.79	1.11	1.23	1.73	1.48	π	$\frac{1}{2}$	$\pi/2$	0.9	100	0.67	–
	$x_d=\infty$			0.707	1	1.11	$\pi/2$	1.34			1				0.35
Однофазна мостова	$x_d=0$	2	1.11	1.11	1.11	1.23	1.23	1.23	$\pi/2$	$\frac{1}{2}$	$\pi/2$	0.9	100	0.67	–
	$x_d=\infty$			1	1	1.11	1.11	1.11			1				0.35
Трьохфазна нульова	$x_d=\infty$	3	0.85	0.58	0.47	1.21	1.48	1.35*	2.09	$\frac{1}{3}$	1	1.17	150	0.25	0.87
Трьохфазний зігзіг	$x_d=\infty$	3	0.85	0.58	0.47	1.21	1.71	1.46	2.09	$\frac{1}{3}$	1	1.17	150	0.25	0.87
Трьохфазна мостова	$x_d=\infty$	6	0.43	0.817	0.817	1.045	1.045	1.045	1.045	$\frac{1}{3}$	1	2.34	300	0.057	0.5
Шестифазна нульова	$x_d=\infty$	6	0.74	0.41	0.58	1.28	1.81	1.55*	1.045	$\frac{1}{6}$	1	1.35	300	0.057	1.23
Двойна трьохфазна	$x_d=\infty$	6	0.85	0.29	0.405	1.045	1.48	1.26++ 0.07	2.09	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{2}$	1.17	300	0.057	0.5
Умовно 12-ти фазна	$x_d=\infty$	12	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	600	0.014	–

Примітка: *без обліку впливу потоку змушеного намагнічування. Фактично ці значення більше.

3.2.5. Порівняння однофазних схем випрямлення

Перевага однофазної однонапівперіодної схеми – простота, недолік – дуже низька якість випрямленої напруги

Переваги однофазної мостової схеми**:**

1) менше амплітуда зворотної напруги на вентилях;

2) менше розрахункова потужність трансформатора й простіше його виготовлення;

3) схема може працювати без трансформатора.

Переваги однофазної нульової схеми:

1) менше спадання напруги на вентилях, що особливо важливо при низьких напругах;

2) менше вентилів (але вони більш високовольтні).

Однофазні схеми випрямлення знаходять застосування у випрямлячах малої потужності, а також там, де немає багатофазної напруги.

Однофазна однополуперіодна схема застосовується у випрямлячах найменшої потужності (вати).

При порівняно низьких вихідних напругах, коли важливий ККД схеми, а зворотня напруга, що прикладається до вентилів, несуттєва, доцільно використовувати однофазну нульову схему, у якій струм навантаження протікає через один вентиль, і втрати у вентилях виявляються в 2 рази менше. Правда, при цьому ростуть втрати в трансформаторі.

Зазначені вище переваги однофазної мостової схеми компенсують її недолік, що полягає в більшім числі діодів. Тому однофазна мостова схема знайшла переважне застосування у випрямлячах однофазного струму невеликої й середньої потужності**.**

Контрольні питання

1. Які схеми застосовуються для випрямлення однофазного струму?
2. Як працюють однофазні схеми випрямлення?
3. Назвіть основні величини, використовувані при описі роботи випрямлячів.
4. Які допущення ухвалюються при аналізі схем випрямлення?
5. Як і навіщо будуються тимчасові діаграми струмів і напруг?
6. Чому і як впливає характер навантаження на форму струмів у випрямлячі?
7. Яка частота пульсацій у досліджуваних схемах?
8. Як визначаються основні співвідношення між струмами й напругами в схемах випрямлення?
9. Чому для вентилів визначаються середнє й амплітудне значення струму, а для трансформатора діюче?
10. Як враховується не ідеальність вентилів і трансформатора?
11. Що таке зовнішня характеристика випрямляча?
12. Зрівняєте однофазні схеми випрямлення за основними показниками.
13. Укажіть області застосування різних схем випрямлення.

3.3. Багатофазні випрямлячі

3.3.1. Трифазна нульова схема і її різновиду

Трифазна схема випрямлення з нульовим виводом (трифазна нульова схема) наведена на рис. 3.7, а, а тимчасові діаграми струмів і напруг при $Ld = \infty$ – на рис. 3.7, б.

У кожний момент часу в схемі проводить вентиль тієї фази, яка найбільш позитивна. За нуль прийнятий потенціал нульового проводу. Випрямлена напруга формується з верхівок півхвиль. Струм *Id* постійний, тому що $Ld = \infty$. Напруга на першому вентилі – це потенціал точки а щодо точки *k*. Потенціал точки а щодо нуля зображений кривій e_{2a}, потенціал точки *k* щодо нуля зображений верхівками півхвиль e_{2a}, e_{2b}, e_{2c}. Напруга між точками а й *k* дорівнює відрізкам ординат, укладеним між вище згаданими кривими.

Спочатку на діаграмі *иа* завжди потрібно відзначити ділянки провідності, де спадання напруги дорівнює нулю, а потім відкласти заштриховані ординати.

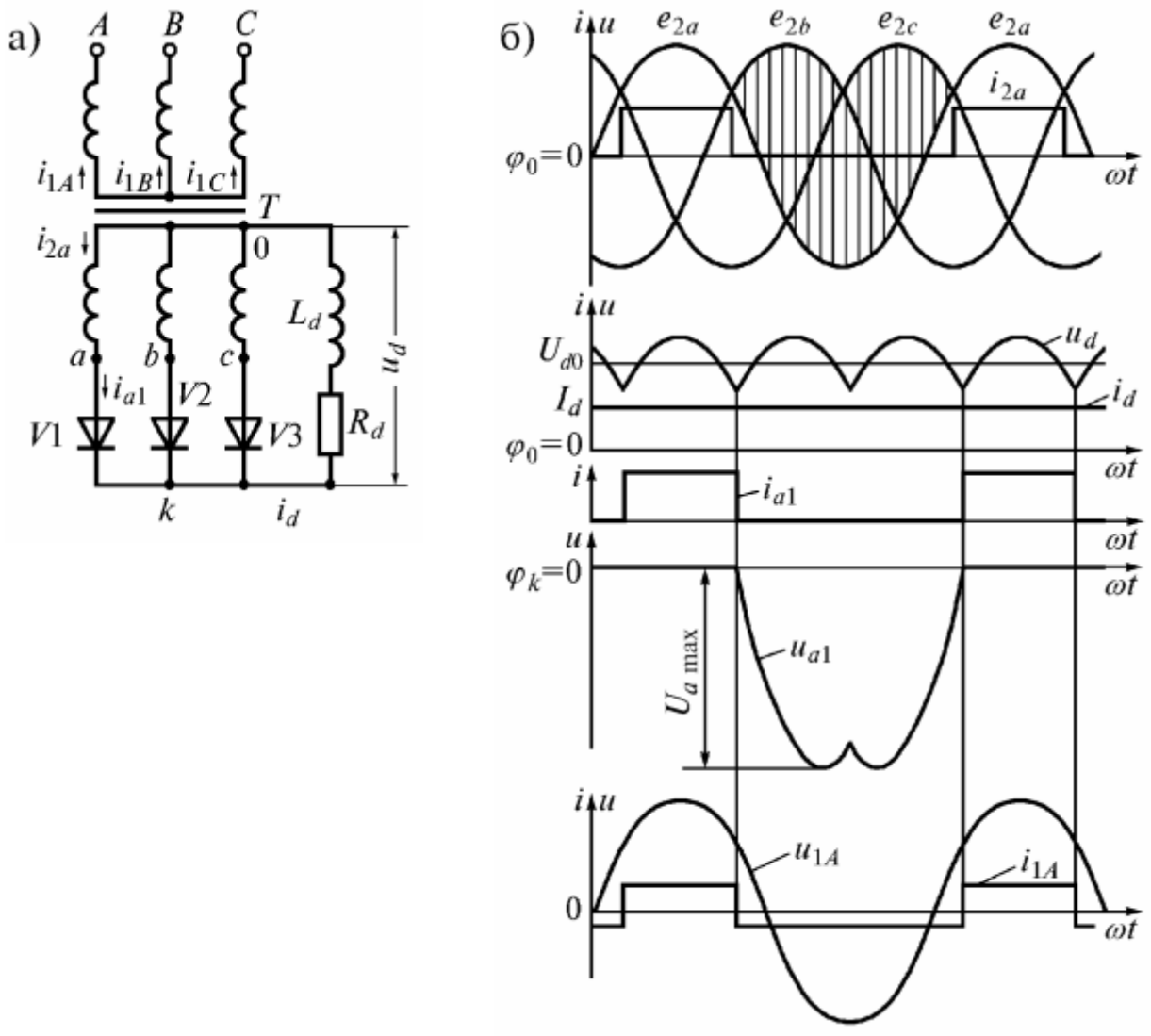


Рис. 3.7 - Трифазна нульова схема випрямлення (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при *Ld*= ∞ (б)

Струми через вентилі й вторинні обмотки зображуються прямокутниками, відповідними до ділянок провідності.

Для визначення первинного струму i_1 розглянемо електромагнітні процеси в трифазному трансформаторі при роботі трифазної нульової схеми. Розгляд проведемо для моменту, коли проводить перший вентиль. Приймемо допущення, що струм холостого ходу трансформатора дорівнює нулю. Для електричного ланцюга на первинній стороні по першому закону Кирхгофа справедливо

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0 \qquad (3.26)$$

Для магнітних ланцюгів по другому закону Кирхгофа:

$$i_{1A}w_1 - i_{1B}w_1 - i_{2a}w_2 = 0, \quad (3.27)$$

$$i_{1B}w_1 - i_{1C}w_1 = 0. \quad (3.28)$$

Приймемо для спрощення допущення, що $w1 = w2 = w$, тоді одержимо систему рівнянь для струмів. Звідси

$$i_{1B} = i_{1C}; \quad i_{1A} = -2i_{1B}; \quad i_{1A} + \frac{1}{2}\cdot i_{1A} = i_{2a} = i_{a1}, \quad (3.29)$$

$$i_{1A} = \frac{2}{3}\cdot i_{a1}; \quad i_{1B} = i_{1C} = -\frac{1}{3}\cdot i_{a1}. \quad (3.30)$$

Знаючи значення струмів фаз у розглянутий момент, можна визначити струми при провідності інших вентилів. На рис. 3.7, б первинний струм $i1$ повторює вторинний з точністю до постійної складової.

У трансформаторі трифазної нульової схеми ампервитки вторинної обмотки не компенсують ампервитки первинної. Сумарні ампервитки на кожному стрижні становлять $-(1/3)Idw$ і спрямовані в одну сторону. У трансформаторі виникає односпрямований потік змушеного намагнічування**,** викликаний нескомпенсованими ампервитками на кожному стрижні**.** Цей потік замикається по повітрю, приводить до несиметричного перемагнічування трансформатора, збільшує індукцію**,** струм холостого ходу й втрати в сталі трансформатора.

Криві перемагнічування сердечника трансформатора по симетричному циклу й несиметричному циклам при наявності потоку змушеного намагнічування проти-ЕРС представлені на рис. 3.8.

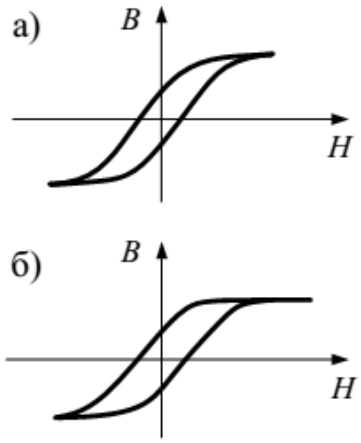


Рис. 3.8 - Криві перемагнічування сердечника трансформатора по симетричному циклу (а), і по несиметричному циклу при наявності потоку змушеного намагнічування

У загальному випадку нульова схема може містити число фаз більше трьох. Уведемо позначення: $m1$ – число фаз первинної обмотки; $m2$ – число фаз вторинної обмотки; m – добуток числа фаз на число півперіодів, що випрямлюються (пульсність схеми).

Основні співвідношення в схемі при $Ld = \infty$ (див. рис. 3.7):

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \pi/m}{\pi/m}. \quad (3.31)$$

Тому що в трифазній нульовій схемі $m = 3$, тобто

$$U_{d0} = 1{,}17 U_2. \quad (3.32)$$

Середнє й амплітудне значення випрямленого струму

$$I_d = I_{d\max} = \frac{U_{d0}}{R_d}. \quad (3.33)$$

Середнє й амплітудне значення струму через вентиль при $m = 3$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad I_{a\max} = I_d, \quad (3.34)$$

а амплітуда напруги на вентилі

$$U_{a\max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = 2{,}09 \cdot U_{d0}. \quad (3.35)$$

Діюче значення вторинної напруги, з урахуванням(3.32)

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{1{,}17}. \quad (3.36)$$

Діюче значення вторинного струму для трифазної нульової схеми, з урахуванням діаграми (рис. 3.7, б)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 \cdot d\omega} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (3.37)$$

Діюче значення первинного струму

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\left(\frac{2}{3} \cdot \frac{I_d}{n}\right)^2 \cdot \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{I_d}{n}\right)^2 \cdot \frac{4\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_d}{3n}, \quad (3.38)$$

Діюче значення первинної напруги

$$U_1 = U_2 n = \frac{U_{d0} n}{1{,}17}. \quad (3.39)$$

Розрахункові потужності обмоток і трансформатора:

$$S_2 = 3 U_2 I_2 = 3 \cdot \frac{U_{do}}{1.17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1{,}48 P_d, \quad (3.40)$$

$$S_1 = 3 U_1 I_1 = 3 \cdot \frac{U_{d0} n}{1{,}17} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_d}{3n} = 1{,}21 P_d, \quad (3.41)$$

$$S_1 = 3 U_1 I_1 = 3 \cdot \frac{U_{d0} n}{1{,}17} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_d}{3n} = 1{,}21 P_d, \quad (3.42)$$

Отримані результати для розрахункових потужностей не відбивають реальної витрати активних матеріалів, тому що в трансформаторі є потік змушеного намагнічування, який приводить до несиметричного

перемагнічування сердечника, збільшенню струму холостого ходу й втрат у сталі. Це викликає збільшення витрати міді й стали. Такі недоліки схеми.

Переваги схеми**:**

1) якість випрямленої напруги краще, чим в однофазних схемах;

2) простота;

3) можливість застосування безтрансформаторних схем для живлення двигунів напругою 220 В від стандартної мережі.

Схема широко застосовується в електроприводах малої й середньої потужності.

Потік змушеного намагнічування усувається в схемі трифазний зиґзаґ, наведеної на рис. 3.9. У цій схемі на вторинній стороні трансформатора струм завжди проходить через дві напівобмотки, що перебувають на різних стрижнях. Це дозволяє компенсувати ампервитки первинних обмоток на відповідних стрижнях. На кожному зі стрижнів струм проходить через напівобмотки спочатку в одному напрямку, а потім – в іншому.

Недоліки схеми**:** ускладнюється конструкція трансформатора й зростає витрата міді.

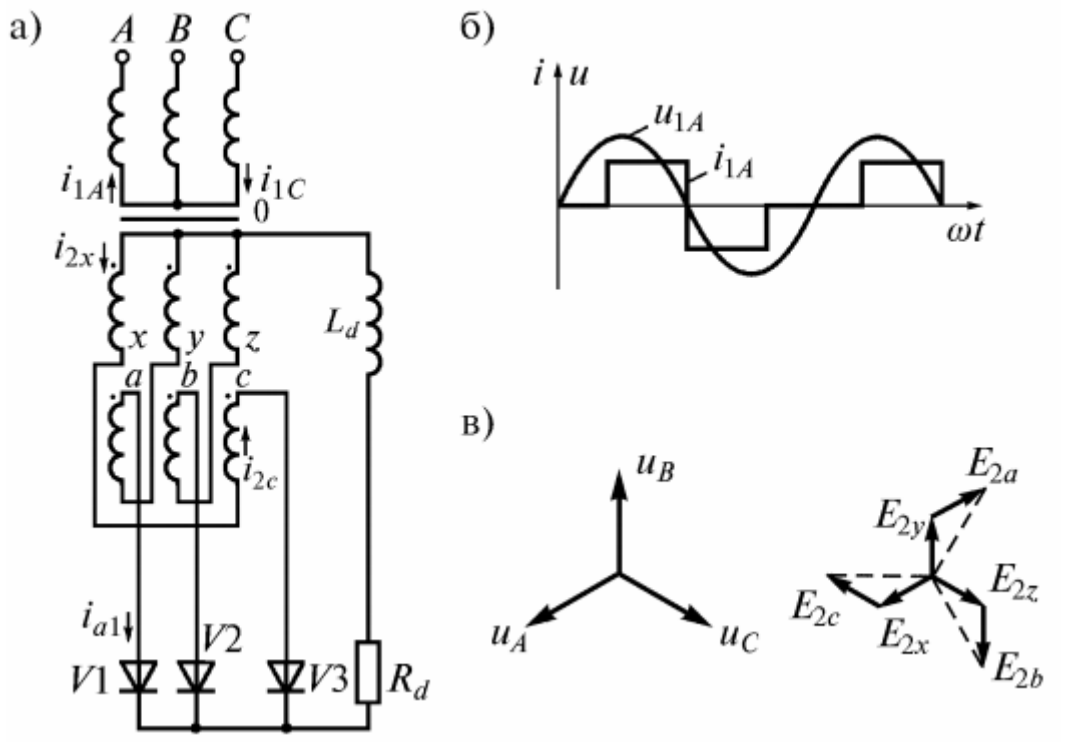


Рис. 3.9 - Випрямляч за схемою трифазний зиґзаґ (а), діаграми первинного струму й напруги (б) і векторні діаграми (в), що ілюструють його роботу

При застосуванні безтрансформаторних схем для живлення двигунів напругою 220 В від загальної мережі здійснюється паралельна робота трифазних схем випрямлення з нульовим виводом від одного загального цехового трансформатора (рис. 3.10). При різному включенні вентилів

потоки змушеного намагнічування взаємно компенсуються й умови роботи трансформатора не погіршуються.

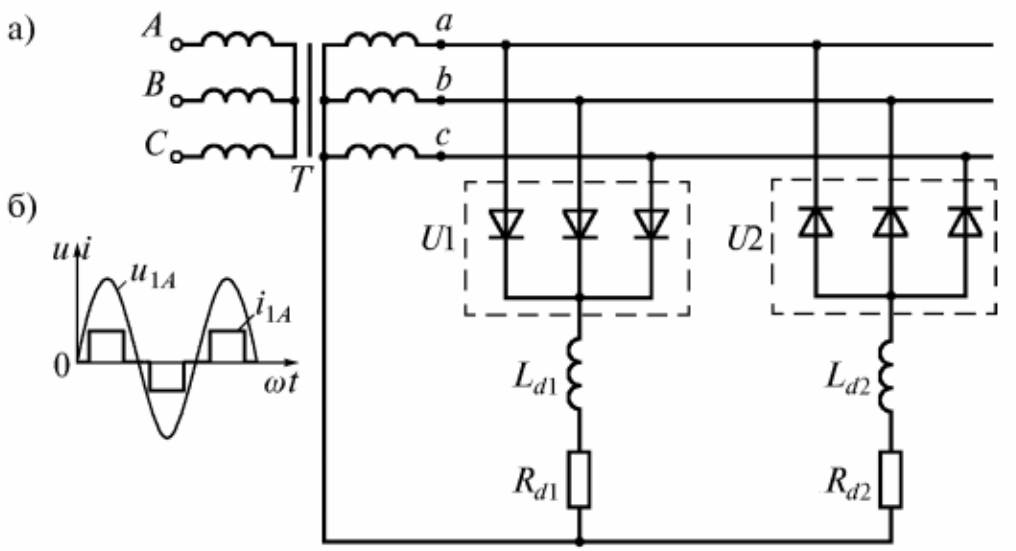


Рис. 3.10 - Паралельна робота трифазних нульових схем випрямлення від загальної мережі при окремих навантаженнях і різному включенні вентилів (а), що пояснюють діаграми первинного струму й напруги (б)

3.3.2. Шестифазна нульова схема

На вторинній стороні трифазного трансформатора може бути створена шестифазна система напруг (рис. 3.11). Для цього на кожному стрижні необхідно розмістити по дві обмотки, що працюють у противофазі. При цьому схема випрямлення перетворюється в схему шестифазна зірка з нульовим виводом **(**шестифазна нульова схема**).**

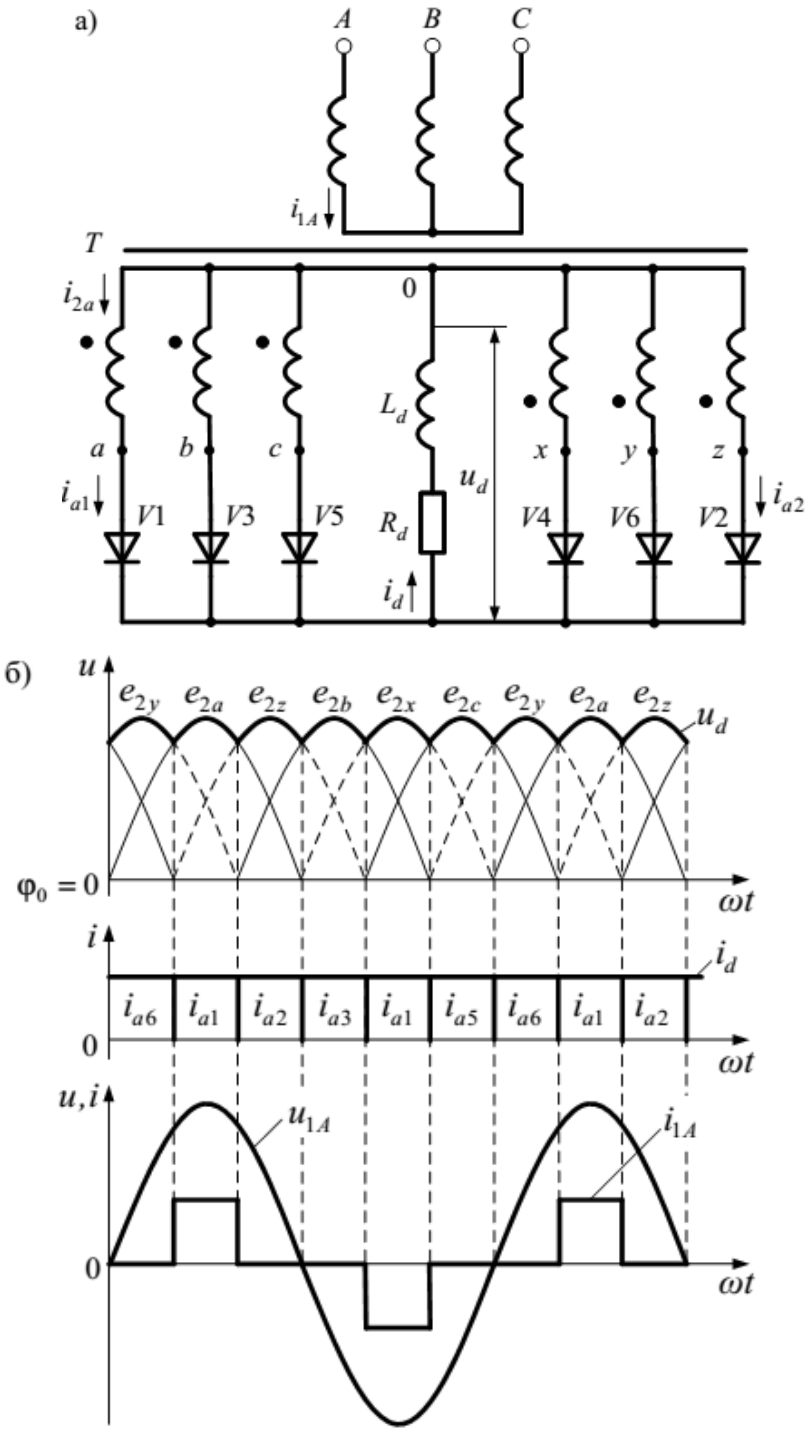


Рис. 3.11 - Шестифазна нульова схема випрямлення (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при *Ld*= ∞ (б)

Переваги цієї схеми – краще якість випрямленої напруги (шестифазні пульсації), простіше керування, тому що всі вентилі мають загальний катод.

Недоліки – наявність змінного за знаком потоку змушеного намагнічування трикратної частоти, погане використання трансформатора й вентилів (працюють 1/6 періоду), погана (крутопадаюча) зовнішня характеристика.

Останній недолік перетворився в перевагу й обумовив застосування схеми у зварювальних трансформаторах, де потрібне обмеження струму при коротких замиканнях.

3.3.3.Схема дві зворотні зірки зі зрівняльним реактором

Схема випрямлення дві зворотні зірки зі зрівняльним реактором (схема Кюблера), наведена на рис. 3.12, а, дозволяє усунути недоліки схеми шестифазної зірки з нульовим виводом.

Зрівняльний реактор служить для зрівняння миттєвих значень випрямленої напруги обох зірок щодо навантаження й забезпечення паралельної роботи зірок на загальне навантаження. Для цього в кожний момент у кожній із зірок повинен проводити один вентиль.

Доказ цього проведемо у два етапи.

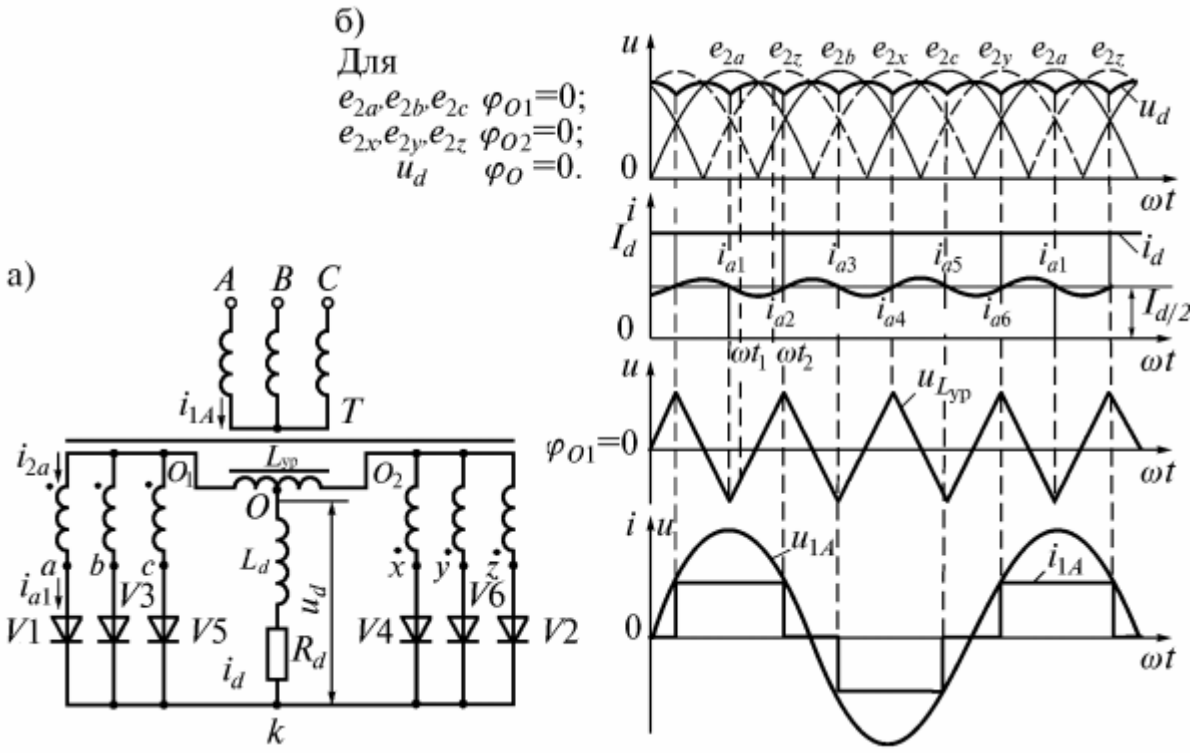


Рис. 3.12 - Випрямляч за схемою подвійна зірка зі зрівняльним реактором (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють його роботу при $Ld=\infty$ (б)

1–й етап**.** Нехай зрівняльний реактор виконує поставлене завдання, і в момент ωt1 проводять вентилі *V*1 і *V*2 (див. рис. 3.12, б). ЕРС *e*2*a* сама позитивна, а *e*2*z* теж позитивна, але менше *e*2*a*. Тоді між точками *O*1 і *O*2 діє різниця потенціалів із зазначеної на рис. 3.12, а полярністю. Зрівняльний реактор ділить цю різницю навпіл. Стосовно навантаження в більшої ЕРС віднімається, а до меншої додається напіврізниця. При цьому випрямлені напруги зірок щодо навантаження зрівнюються. У момент ωt2 *e*2*a* <*e*2*z*, полярність напруги на зрівняльному реакторі міняється. Випрямлена напруга

на навантаженні йде посередині між миттєвими значеннями ЕРС працюючих фаз.

2–й етап**.** Напруга на зрівняльному реакторі трикутне з потрійною частотою 150 Гц (рис. 3.12, б). Щоб на індуктивності створювалася така напруга, через неї повинен іти змінний струм, для якого повинен існувати контур. Якщо *Ld* = ∞, то змінний струм на ділянці $\omega t_1 \ldots \omega t_2$ може проходити тільки по контуру через *V*1, *V*2. Умова проходження цього струму – достатня величина випрямленого струму навантаження, на який він накладається. Це можливо, якщо виконується умова

$$I_{a\max} = I_d / 2 > I_{\mu\max}, \tag{3.43}$$

де $I\mu$max – амплітуда струму намагнічування зрівняльного реактора.

Струм намагнічування додається до анодного струму одного вентиля й віднімається з анодного струму іншого вентиля (див. рис. 3.12, б). Струм, при якому припиняється можливість спільної паралельної роботи зірок, називається критичним *Id.*крит.

$$I_{d.\text{крит}} = 2I_{\mu\max} \quad . \tag{3.44}$$

Якщо *Id*>*Id.*крит**,** то схема працює в режимі подвійної трифазної зірки, тобто дві трифазні нульові схеми працюють паралельно на загальне навантаження. При цьому кожний вентиль проводить 1/3 періоду й забезпечується взаємокомпенсація первинних і вторинних ампервитків у трансформаторі, а, отже, немає потоку змушеного намагнічування.

Якщо *Id*<*Id.*крит**,** то схема переходить у режим шестифазної зірки з нульовим виводом**.** Кожний вентиль і фаза на вторинній стороні проводять 1/6 періоду. Напруга на виході різко підвищується (див. рис. 3.11, б).

Щоб схема в основному працювала в режимі подвійної трифазної зірки, критичний струм повинен бути малий. Звичайно *Id.*крит = (1..3)% *Id*ном.

Випрямлена напруга при *Id*= 0

$$U'_{do} = 1{,}35U_2. \tag{3.45}$$

Випрямлена напруга при *Id*>*Id.*крит

$$U_{do} = 1{,}17U_2. \tag{3.46}$$

Середнє й амплітудне значення випрямленого струму

$$I_d = I_{d\max} = \frac{U_{d0}}{R_d}. \tag{3.47}$$

Середнє й амплітудне значення струму через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{6}. \tag{3.48}$$

Амплітуда напруги на вентилі й діюче значення вторинної напруги, які в трифазній нульовій схемі, визначаються по формулах (3.35), (3.36).

Діючі значення вторинного й первинного струмів з урахуванням діаграми (рис. 3.12 б)

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}; \qquad I_1 = \frac{I_d}{n\sqrt{6}}. \tag{3.49}$$

Діюче значення первинної напруги визначається по формулі(3.39).

Розрахункові потужності обмоток, трансформатора й зрівняльного реактора

$$S_2 = 6U_2I_2 = 6 \cdot \frac{U_d}{1{,}17} \cdot \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = 1{,}48P_d, \tag{3.50}$$

$$S_1 = 3U_1I_1 = 2 \cdot \frac{U_d}{1{,}17} \cdot n \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{6}} = 1{,}045P_d, \tag{3.51}$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1{,}26P_d, \tag{3.52}$$

$$S_{\text{ур}} = 0{,}07P_d; \qquad S_{T\Sigma} = 1{,}35P_d. \tag{3.53}$$

Переваги цієї схеми: відсутність потоку змушеного намагнічування, краща якість випрямленої напруги й малий середній струм через вентиль**.**

Недоліки схеми: підйом напруги при малих струмах, складніше трансформаторне устаткування.

3.3.4. Трифазна мостова схема

Трифазна мостова схема випрямлення (схема Ларіонова) наведена на рис. 3.13, а, а тимчасові діаграми струмів і напруг при *Ld* = ∞ – на рис. 4.13, б. Вентилі *V*2, *V*6, *V*4, у яких з'єднані аноди, називають анодною трійкою вентилів; *V*1, *V*3, *V*5, у яких з'єднані катоди, − катодною трійкою вентилів. У катодній трійці вентилів проводить вентиль, у якого анод самий позитивний; в анодній трійці вентилів проводить вентиль, у якого катод самий негативний. Якщо в цей момент фаза *a* сама позитивна, а *c* – сама негативна, то струм проходить від фази а через *V*1 у навантаження, через *V*2 на фазу *c*. Нумерація вентилів відповідає порядку їх роботи.

Випрямлена напруга *ud* формується з верхівок лінійних напруг. Струм навантаження *id* через наявність у схемі індуктивності згладжений. На рисунку він представлений прямою лінією. Струми через вентилі *ia*1 … *ia*6 зображуються прямокутниками, відповідними до ділянок провідності. Вторинний струм *i*2*a* змінний, а первинний *i*1*A* має такуж форму. На відміну від трифазної нульової схеми трансформатор працює в нормальних умовах.

Розрахунки проведемо для випадку *Ld* = ∞ (див. рис. 3.13, а, б), ухвалюючи допущення про ідеальність вентилів і трансформатора.

Середнє значення ідеальної випрямленої напруги в багатофазній схемі

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} U_{2л} \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_{2л} \sin \pi/m}{\pi/m}. \quad (3.54)$$

У трифазній мостовій схемі $m = 6$, тоді

$$U_{d0} = 1{,}35 U_{2л} = 2{,}34 U_2, \quad (3.55)$$

де $U2л$ – лінійна напруга на вторинній стороні трансформатора.
Середнє значення випрямленого струму

$$I_d = \frac{U_{d0}}{R_d}. \quad (3.56)$$

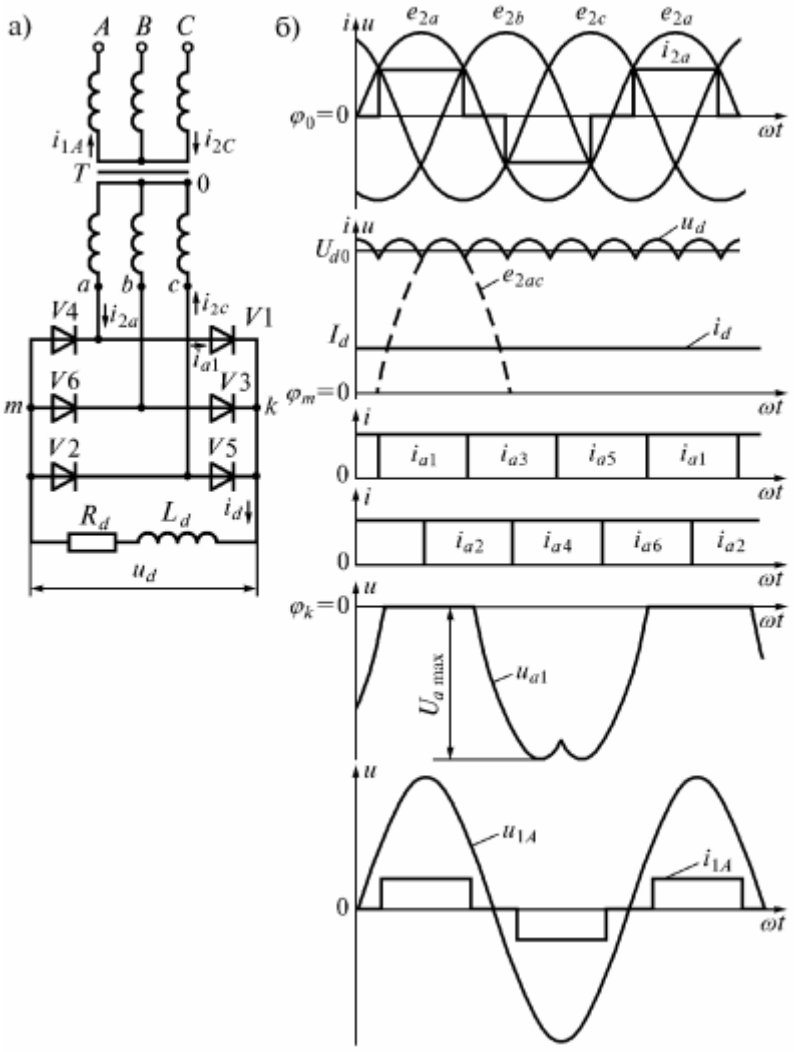


Рис. 3.13 - Трифазна мостова схема випрямлення (схема Ларіонова) (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при $Ld = \infty$ (б)

Середнє й амплітудне значення струму через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \qquad I_{a\max} = I_d. \quad (3.57)$$

Амплітуда напруги на вентилі

$$U_{a\max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = 1{,}045 U_{d0}. \quad (3.58)$$

Діюче значення вторинної напруги, з урахуванням (3.55)

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{2{,}34}. \quad (3.59)$$

Діюче значення вторинного струму, з урахуванням діаграми (див. рис. 3.13, б)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot I_d^2 \cdot \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d. \quad (3.60)$$

Діюче значення первинного струму

$$I_1 = \frac{I_2}{n}. \quad (3.61)$$

Діюче значення первинної фазної напруги

$$U_1 = U_2 n. \quad (3.62)$$

Розрахункова потужність обмоток і розрахункова (типова) потужність трансформатора

$$S_1 = S_2 = S_T = 3 \cdot \frac{U_{d0}}{2{,}34} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 1{,}045 P_d. \quad (3.63)$$

3.3.5. Порівняння багатофазних схем випрямлення

У табл. 4.1 наведене порівняння основних показників розглянутих багатофазних схем випрямлення.

Переваги трифазної мостової схеми**:**

1) мінімальна розрахункова потужність трансформатора, трансформатор працює в гарному режимі, немає потоку змушеного намагнічування;

2) сама маленька зворотна напруга на вентилі;

3) найбільша випрямлена напруга при тому же значенні фазної напруги;

4) малі пульсації;

5) можливість застосування безтрансформаторної схеми.

Недолік**:** подвійне спадання напруги на вентилях, що особливо важливо при малих напругах.

Переваги трифазної нульової схеми (у порівнянні із мостової):

1) простота;

2) менше спадання напруги на вентилях, що особливо важливо при низьких напругах;

3) менше вентилів, але вони розраховані на більшу напругу;

4) малі пульсації;

5) можливість застосування без трансформаторної схеми.

Недолік**:** подвійне спадання напруги на вентилях, що особливо важливо при малих напругах.

Переваги трифазної нульової схеми (у порівнянні із мостової):

1) простота;

2) менше спадання напруги на вентилях, що особливо важливо при низьких напругах;

3) менше вентилів, але вони розраховані на більшу напругу;

4) можливість застосування безтрансформаторної схеми.

Недолік: наявність потоку змушеного намагнічування.

Трифазні схеми випрямлення знаходять широке застосування у випрямлячах середньої й великої потужності. У більшості випадків застосовується трифазна мостова схема**.** Трифазна нульова схема може виявитися доцільної при низьких напругах, а також у безтрансформаторних випрямлячах.

Схема з реактором, що порівнюється, має переваги при більших струмах і низьких напругах.

3.4. Контрольні питання

1. Які схеми застосовуються в багатофазних випрямлячах?
2. Як працюють багатофазні схеми випрямлення?
3. Покажіть контур проходження струму в кожній з вивчених схем.
4. Як і навіщо будуються тимчасові діаграми струмів і напруг?
5. Чому і як впливає характер навантаження на форму струмів у випрямлячі?
6. Яка частота пульсацій у досліджуваних схемах?
7. Як визначаються основні співвідношення між струмами й напругами в схемах випрямлення?
8. Як виникає потік змушеного намагнічування?
9. Методи боротьби з потоком змушеного намагнічування.
10. Що і як зрівнює зрівняльний реактор?
11. Зрівняєте багатофазні схеми випрямлення за основними показниками.

ТЕМА 4. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ СТРУМУ

4.1. Режими роботи випрямлячів

Залежно від виду випрямленого струму існує три режими. Позначимо кут провідності вентилів – λ.

Режим роботи, при якому струми вентилів випливають один за одним без пауз, але випрямлений струм спадає до нуля, називається **граничним** (рис. 4.1, а).У граничному режимі кут провідності вентилів

$$\lambda_{\text{гр}} = \frac{2\pi}{m}. \tag{4.1}$$

Режим роботи, при якому струми вентилів випливають один за одним з паузою, називається переривчастим (рис. 4.1, б). У **переривчастому режимі** кут провідності вентилів

$$\lambda_{\text{пр}} < \frac{2\pi}{m}. \tag{4.2}$$

Режим роботи, при якому випрямлений струм не спадає до нуля, а анодні струми сусідніх вентилів перекриваються або випливають без пауз, називається **безперервним** (рис. 4.1, в). У безперервному режимі кут провідності вентилів

$$\lambda_{\text{н}} \geq \frac{2\pi}{m}. \tag{4.3}$$

Режим роботи суттєво впливає на всі характеристики випрямляча.

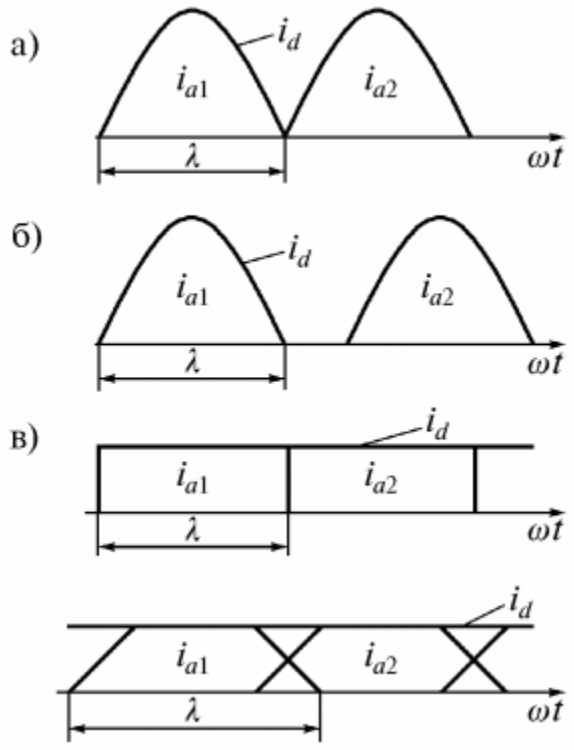


Рис. 4.1 - Режими роботи керованих випрямлячів: граничний (а), переривчастий (б) і безперервний (в)

Контрольні питання

1. Чим відрізняються режими роботи випрямляча?
2. Що таке кут провідності вентилів?

4.2. Регулювальні характеристики ідеального керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

У всіх описаних схемах випрямлення замість діодів можуть бути включені тиристори. При цьому випрямлячі стають керованими.

Керовані випрямлячі дозволяють не тільки випрямляти напругу, але й змінювати його величину.

Регулювальна характеристика – це залежність випрямленої напруги від кута керування α: $U_d=f(\alpha)$.

На рис. 4.2, а наведена схема керованого випрямляча, виконаного по трифазній нульовій схемі. Тимчасові діаграми струмів і напруг при $Ld = \infty$ наведені на рис. 4.2, б. При побудові прийняті допущення, що вентилі й трансформатор ідеальні. Розглянемо процеси, що проходять у цій схемі. Завжди проводить той вентиль, анод якого самий позитивний і на керуючий електрод якого поданий керуючий імпульс.

Кут керування α виміряється від точки **природної комутації** (у якій почав би проводити вентиль у некерованому випрямлячі) до моменту подачі керуючого імпульсу й включення тиристора.

У момент $\omega\tau_1$ (див. рис. 4.2, б) включається 1-й вентиль, тому що потенціал анода його самий позитивний і на його керуючий електрод поданий імпульс. Цей момент затриманий на кут α стосовно моменту, коли б вентиль увімкнувся в некерованому випрямлячі. Струм у ланцюзі навантаження неперервний ($Ld=\infty$) і постійний. У момент $\omega\tau_2$ напруга e_{2a} досягає 0, але струм продовжує проходити за рахунок енергії, запасеної в індуктивності, випрямлена напруга стає негативним. На ділянці провідності $\omega\tau_1 - \omega\tau_3$ напруга на вентилі рівно 0, а далі воно визначається ординатами, укладеними між кривими e_{2a} (тонка лінія) і ud (жирна лінія). При цьому потенціал катода ухвалюється за нуль. У момент $\omega\tau_4$ напруга на вентилі міняє знак і стає позитивним.

Для зміни випрямленої напруги потрібно змінювати кут керування. Діаграма рис. 4.2, б ілюструє роботу випрямляча в безперервному режимі. Відповідно до діаграми ідеальне значення випрямленої напруги при куті керування α

$$U_{d\alpha 0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha}^{+\frac{\pi}{m}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \cos\omega t \cdot d\omega t. \qquad (4.4)$$

Після перетворень із урахуванням (4.31)

$$U_{d\alpha 0} = U_{d0}\cos\alpha\,. \qquad (4.5)$$

Вираження (5.5) є рівнянням регулювальної характеристики випрямляча в безперервному режимі**.** Його часто записують у відносних одиницях (*Udα*0/*U d* 0 = *f* (α)), ухвалюючи за базу напруга *Ud*0:

$$\frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}} = \cos\alpha\,. \qquad (4.6)$$

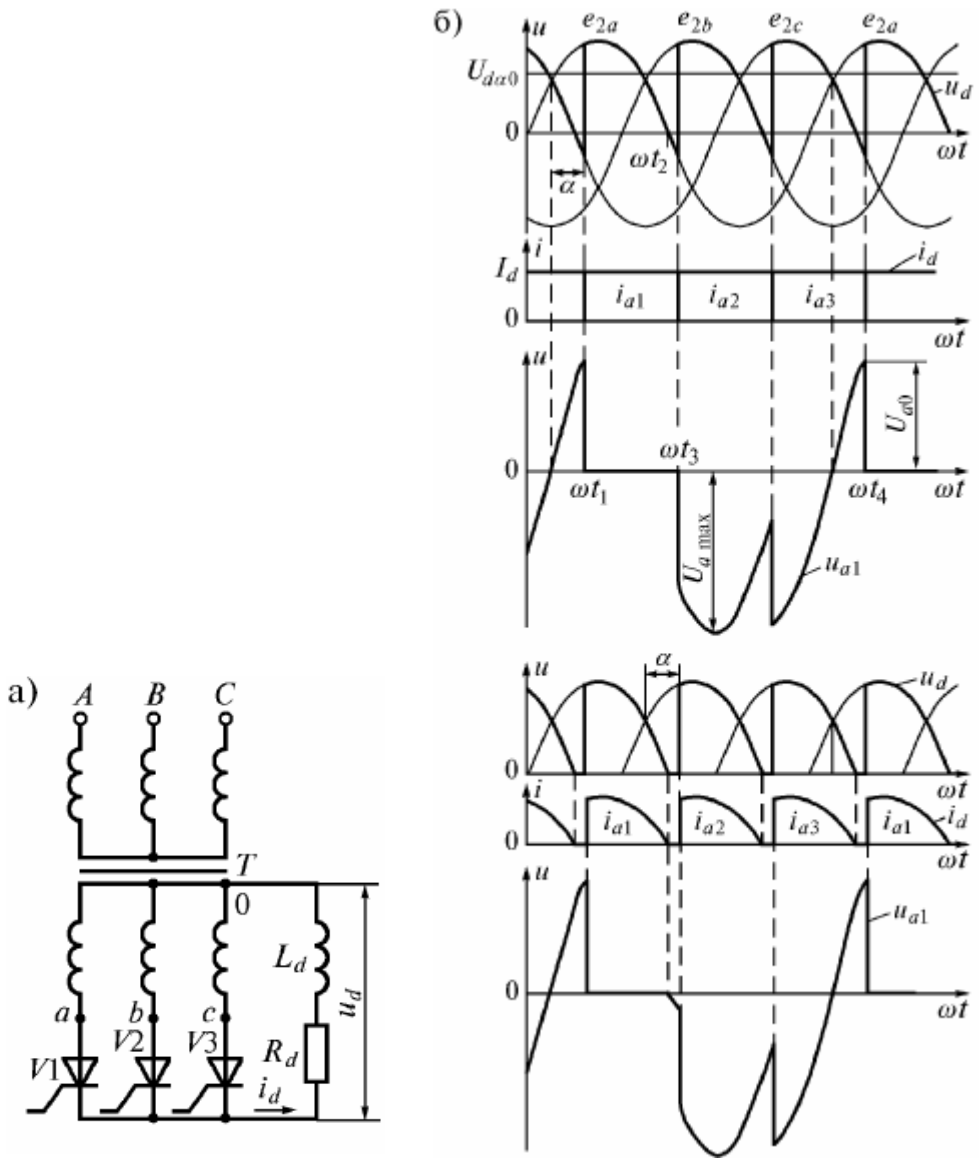


Рис. 4.2 - Керований випрямляч по трифазній нульовій схемі (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють його роботу при *Ld*= ∞, *La*= 0 (б) і *Ld*= 0, *La*= 0 (в)

Діаграма рис. 4.2, в ілюструє роботу випрямляча в переривчастому режимі при *Ld*= 0. З діаграми видне, що якщо кут керування стане менше 30^o, то переривчастий режим зміниться безперервним. Кут керування**,** при якому міняється режим**,** називається граничним.

У табл. 4.1 наведені значення граничного кута αгр для схем випрямлення з різної пульсністю при чисто активному навантаженні.

Таблиця 4.1.

m	2	3	6
$\alpha_{\text{гр}}$	0°	30°	60°

Якщо кут керування менше αгр, то при будь-якому активно-індуктивному навантаженні режим буде безперервним.

При кутах більше αгр виникає переривчастий режим.

Тоді при чисто активному навантаженні випрямлена напруга

$$U_{d\alpha 0}=\begin{cases} U_{d0}\cos\alpha \quad \text{при } 0\le\alpha\le\alpha_{\text{гр}} \\ \dfrac{1}{2\pi/m}\displaystyle\int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha}^{+\frac{\pi}{2}}\sqrt{2}U_2\cos\omega t\cdot d\omega t = U_{d0}\cdot\left[\dfrac{1-\sin(\alpha-\pi/m)}{2\cdot\sin(\pi/m)}\right] \text{ при } \alpha>\alpha_{\text{гр}} \end{cases}. \qquad (4.7)$$

Нижнє вираження (4.7) є рівнянням регулювальної характеристики випрямляча в переривчастому режимі при чисто активному навантаженні.

На рис. 4.3 представлені регулювальні характеристики у відносних одиницях для різних схем випрямлення. За базове прийняте випрямлена напруга некерованого випрямляча *Ud*0. Таким чином, вид регулювальної характеристики залежить від режиму.

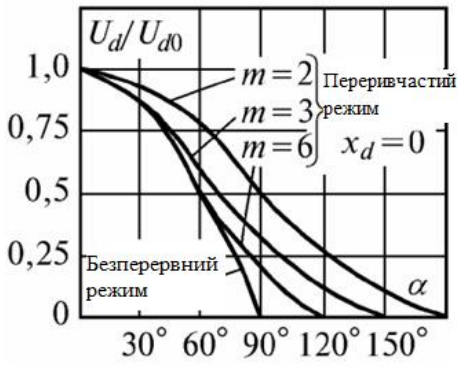


Рис. 4.3 - Регулювальні характеристики керованих випрямлячів

У безперервному режимі регулювальна характеристика ідеального випрямляча не залежить від виду навантаження**.**

У переривчастому режимі регулювальна характеристика залежить від схеми (пульсності) і величини індуктивності.

З ростом індуктивності навантаження вповільнюється спад анодних струмів, і, тому росте граничний кут. Одночасно через появу негативних ділянок випрямленої напруги зменшується кут керування, при якому середнє значення випрямленої напруги стає рівним нулю.

Таким чином, діапазон зміни кута керування, необхідний для повного регулювання випрямленої напруги визначається регулювальною характеристикою випрямляча.

Слід зазначити, що розглянуті регулювальні характеристики слушні тільки для ідеального випрямляча при активно-індуктивному навантаженні. Регулювальні характеристики реального випрямляча, у тому числі для інших видів навантаження будуть розглянуті нижче.

Контрольні питання

1. Що таке кут керування α і як він визначається по осцилограмі?
2. Що таке регулювальна характеристика?
3. Від чого залежить вид регулювальної характеристики?
4. Чи можна зняти регулювальну характеристику на холостому ходу? Обґрунтуйте відповідь.
5. Як виглядає регулювальна характеристика при кінцевому значенні індуктивності навантаження?
6. Як зміняться тимчасові діаграми струмів і напруг у трифазній нульовій схемі (при $xd = 0$), якщо згорить запобіжник у ланцюзі одного вентиля при $\alpha = 45°$?
7. Як зміняться тимчасові діаграми струмів і напруг у трифазній нульовій схемі (при $xd = \infty$), якщо згорить запобіжник у ланцюзі одного вентиля при $\alpha = 45°$?
8. Чим визначається діапазон зміни кута керування, необхідний для повного регулювання випрямленої напруги?

4.3. Безперервний режим

4.3.1.Вплив анодних індуктивностей на комутацію струму

Для аналізу процесів у реальному випрямлячі необхідно врахувати параметри трансформатора. Випрямлена напруга змінюється через наявність внутрішнього опору випрямляча, викликаного не ідеальністю вентилів і трансформатора, і особливостей переходу струму з одного вентиля на інший.

Розгляд проведемо на прикладі трифазної нульової схеми (див. рис. 4.2, а).

На рис. 4.4, а представлена схема заміщення, отримана зі схеми рис. 4.2, а, при приведенні трифазного трансформатора великої потужності до сторони вентилів з урахуванням наведених допущень. Тому що індуктивність *Ld* у ланцюзі навантаження прийнята нескінченної, то струм у цьому ланцюзі не може змінитися й цей ланцюг можна замінити джерелом струму.

На рис. 4.4, б наведені тимчасові діаграми, що враховують неможливість миттєвої зміни струму через вентиль через наявність у ланцюзі кожного вентиля індуктивностей (див. рис. 4.4 а). Комутація - це перехід струму з одного вентиля на інший. У випрямлячі він відбувається під впливом

напруги мережі (природна комутація). Кут комутації γ – це кут, протягом якого вентилі, що брати участь у комутації, одночасно проводять струм.

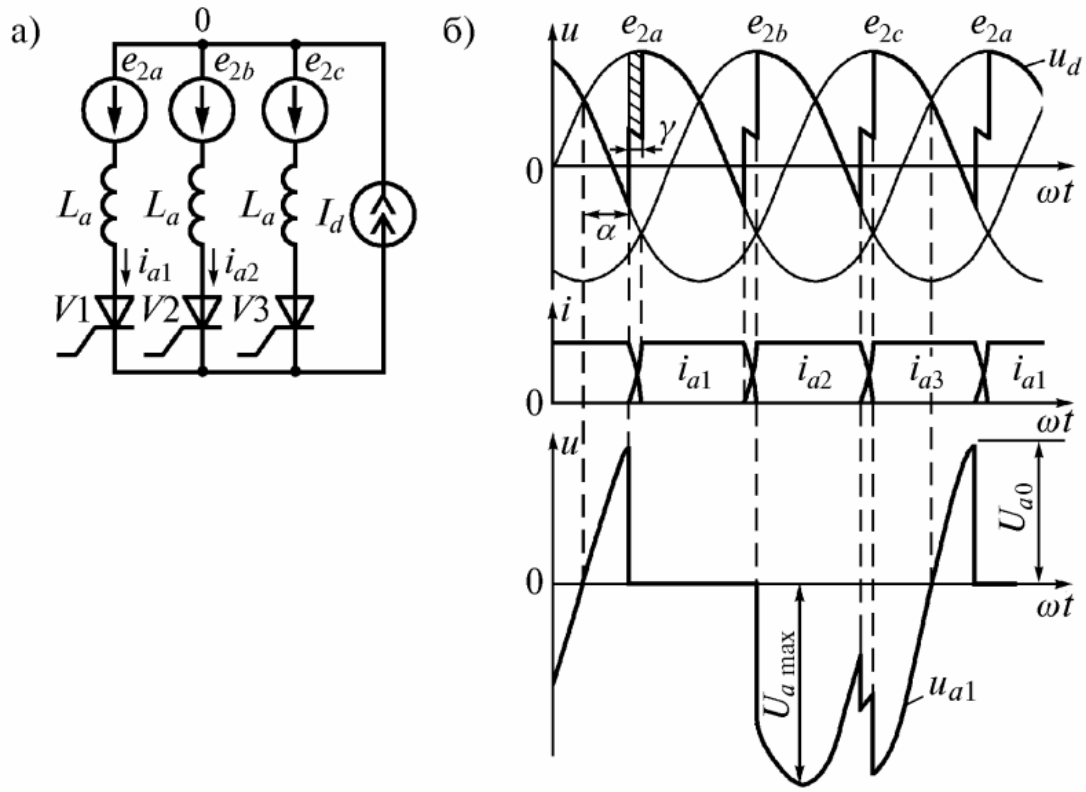


Рис. 4.4 - Схема заміщення керованого випрямляча, виконаного за трифазною схемою з нульовим виводом, при допущенні $Ld = \infty$, $La \neq 0$, $ra = 0$ (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють його роботу (б)

Комутація у вентилях здійснюється під дією лінійної ЕРС $e_{2л}$ (див. рис. 4.4). Оскільки струм у навантаженні не змінний, ланцюг навантаження в перехідному процесі не бере участь. Тому на рис. 4.5 наведена схема заміщення контуру комутації. Ця схема заміщення слушна до моменту, коли струм у вентилі, що включається, досягне величини струму навантаження, а в тому, що вимикається досягне нуля. На цій ділянці перехідний процес описується диференціальним рівнянням

$$2L_a \frac{di_a}{dt} = E_{2лm} \sin(\omega t + \alpha), \qquad (4.8)$$

де $E2лm$ – амплітуда лінійної ЕРС; ia – струм у вентилі, що включається.

Розв'язок диференціального рівняння (4.8)

$$i_a = i_a^{/} + i_a^{//} \ , \qquad (4.9)$$

Складається з $i'a$ – змушеної складової й $i''a$ – вільної складової. Змушена складова дорівнює сталому значенню струму

$$i_a^{/} = \frac{E_{2лm}}{2x_a} \cdot \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{E_{2лm}}{2x_a} \cdot \cos\left(\omega t + \alpha\right). \qquad (4.10)$$

У момент включення ωt = 0 анодний струм *ia*=0, тому з урахуванням (4.9) $i_a'' = -i_a'$. Звідси $i_a'' = \frac{E_{2лm}}{2x_a} \cdot \cos\alpha$. Тоді

$$i_a = \frac{E_{2лm}}{2x_a} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t + \alpha)]. \quad (4.11)$$

Формула (4.11) визначає закон наростання струму у вентилі, що включається, на ділянці комутації. Комутація закінчується при *ia* = *Id* у момент ωt= γ.

γ – кут комутації, протягом якого струм переходить із одного вентиля на інший. Він може бути визначений з рівняння

$$I_d = \frac{E_{2лm}}{2x_a}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (4.12)$$

У період комутації миттєве значення випрямленої напруги падає й перебуває посередині між фазними ЕРС

$$u_d = \frac{e_{2c} + e_{2a}}{2}. \quad (4.13)$$

Миттєве значення комутаційного спадання напруги

$$\Delta u_x = e_{2л}/2. \quad (4.14)$$

Середнє значення комутаційного спадання напруги

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi/m}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma}\Delta u_x \cdot d\omega t = \frac{E_{2лm}}{2\cdot\frac{2\pi}{m}}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma}\sin\omega t \cdot d\omega t = \frac{E_{2лm}}{2\cdot\frac{2\pi}{m}}\cdot[\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma)] \quad (4.15)$$

Після підстановки з (4.12) в (4.15) одержимо

$$\Delta U_x = \frac{I_d x_a}{2\pi/m}. \quad (4.16)$$

У фазних напругах у моменти комутацій також з'являються провали й викиди. На рис. 4.6. прЕРСтавлені тимчасові діаграми напруг і струмів у трифазній мостовій схемі. На діаграмах видні провали й викиди у фазних і лінійних вторинних напругах при синусоїдальних первинних напругах.

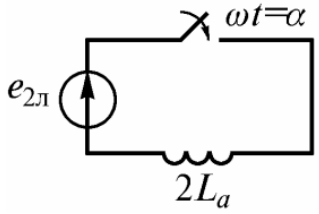


Рис. 4.5 - Схема заміщення ланцюга комутації

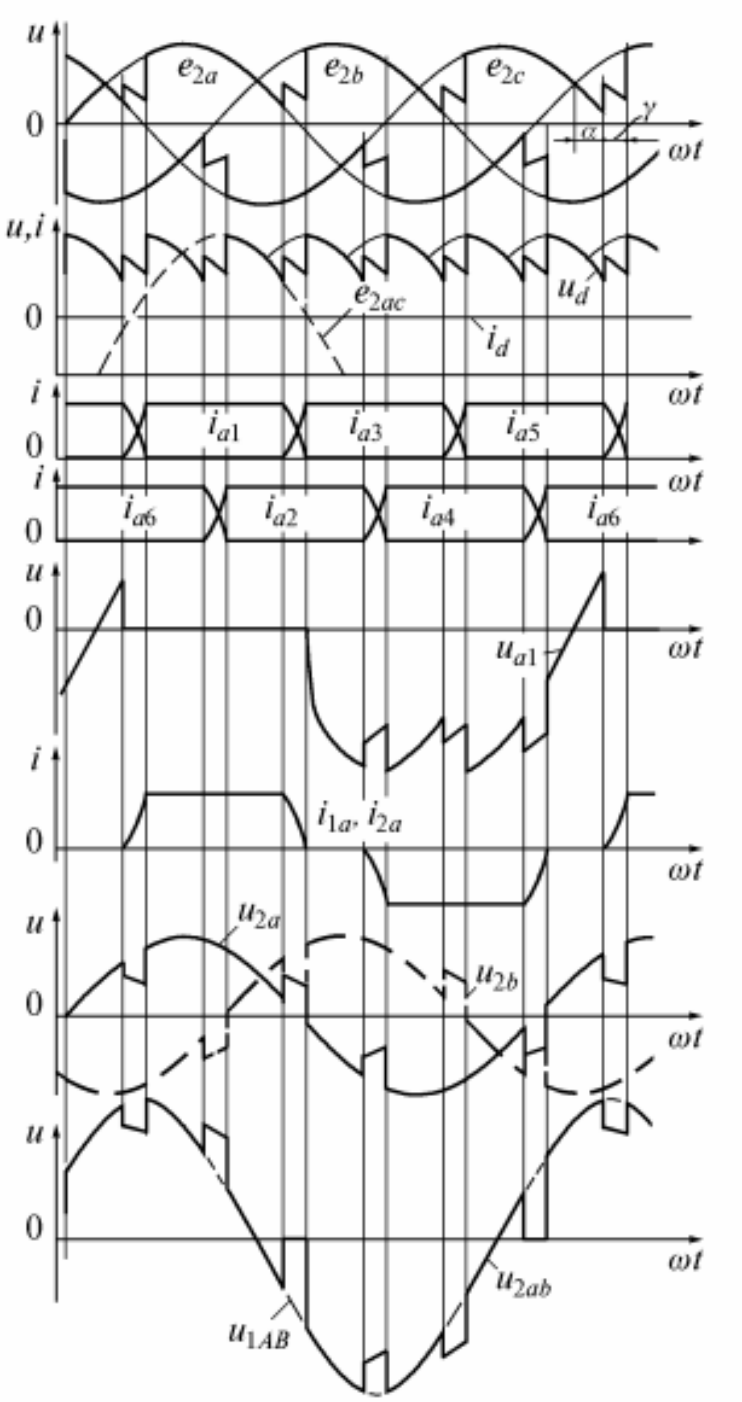


Рис. 4.6 - Діаграми напруг і струмів, що ілюструють роботу керованого випрямляча, виконаного по трифазній мостовій схемі

4.3.2. Зовнішні характеристики в безперервному режимі

Зовнішня характеристика – це залежність випрямленої напруги від випрямленого струму при постійному куті керування.

Для потужних випрямлячів з урахуванням (4.16) рівняння зовнішньої характеристики:

$$U_d = U_{d0}\cos\alpha - \frac{I_d x_a}{2\pi/m}. \qquad (4.17)$$

Зовнішні характеристики, побудовані по рівнянню (4.17) наведені на рис. 4.7. Для випрямлячів середньої потужності з урахуванням падіння напруги на активних опорах, комутаційного падіння й падіння на вентилях рівняння зовнішньої характеристики

$$U_d = U_{d0}\cos\alpha - aU_0 - I_d \cdot (ar_T + ar_a + \frac{x_a}{2\pi/m}) \qquad (4.18)$$

де $U0$ – гранична напруга; rТ – диференціальний опір тиристора. Коефіцієнт a враховує через скільки вентилів і скільки обмоток схеми проходить струм. Наприклад, у трифазній нульовій схемі a = 1, у трифазній мостової – a = 2.

При напругах у сотні вольтів можна зневажити спаданням напруги на тиристорах. У малопотужних випрямлячах можна не враховувати xa, а в потужних можна зневажити ra.

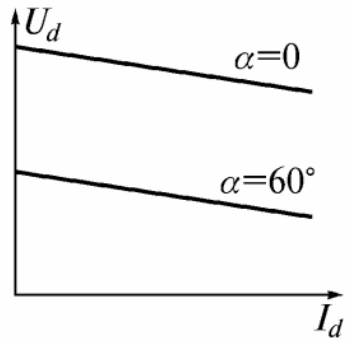


Рис. 4.7 - Зовнішні характеристики керованого випрямляча

Зручно перейти до запису зовнішньої характеристики у відносних одиницях, ухвалюючи за базу ідеальне значення випрямленої напруги $Ud0$ і номінальний випрямлений струм Idн.

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = \cos\alpha - A \cdot \frac{u_{к\%}}{100} \cdot \frac{I_d}{I_{d\text{н}}}. \qquad (4.19)$$

Тут А − коефіцієнт, що залежить від схеми (для трифазної нульової − А = 0,87, для трифазної мостової − А = 0,5). На рис. 4.8 наведене сімейство зовнішніх характеристик потужного випрямляча у відносних одиницях.

Вираження в дужках у формулі (4.18) може бути розглянуте як еквівалентний опір, що визначає нахил зовнішньої характеристики.

Тоді зовнішнім характеристикам можна привести у відповідність схему еквівалентного генератора рис. 4.9. Еквівалентна ЕРС і еквівалентний опір відповідно рівний:

$$E_э = U_{d0}\cos\alpha - aU_0, \quad r_э = ar_T + ar_a + \frac{x_a}{2\pi/m}. \qquad (4.20)$$

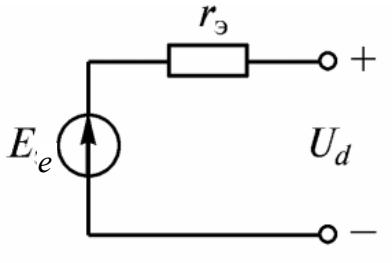


Рис. 4.9 - Еквівалентна схема випрямляча

Тепер можна уточнити визначення поняття регулювальна характеристика з урахуванням не ідеальності випрямляча. Регулювальна характеристика – це залежність випрямленої напруги від кута керування α при сталості випрямленого струму. Вона може бути побудована по рівняннях (4.17) – (4.19).

З ростом струму регулювальна характеристика зміщається вниз стосовно ідеальної (див. рис. 4.3) і тим сильніше, чим більше r_e.

Тому що при експериментальному дослідженні важко забезпечити сталість струму, то часто регулювальні характеристики знімають приблизно при сталості опору навантаження.

4.4. Переривчастий і граничний режими

4.4.1.Умови виникнення режимів

Переривчастий режим виникає:

1) в однофазній однонапівперіодной схемі при будь-якому навантаженні;

2) в m-*фазній* схемі при активно-індуктивному навантаженні, якщо $\alpha > \alpha_{гр}$ і $xd < xd_{гр}$;

3) в m-*фазній* схемі при активно-індуктивному навантаженні із протиерс, якщо $\alpha > \alpha\min$ або $\alpha > \alpha_{гр}$, а $xd < xd_{гр}$.

4.4.2. Робота випрямляча на ПЕРС

Розглянемо діаграми струмів і напруг у трифазній нульовій схемі (рис. 4.10, а) при роботі на активно-індуктивне навантаження з ПЕРС Е. Аналіз проведемо при допущенні про ідеальність трансформатора й вентилів.

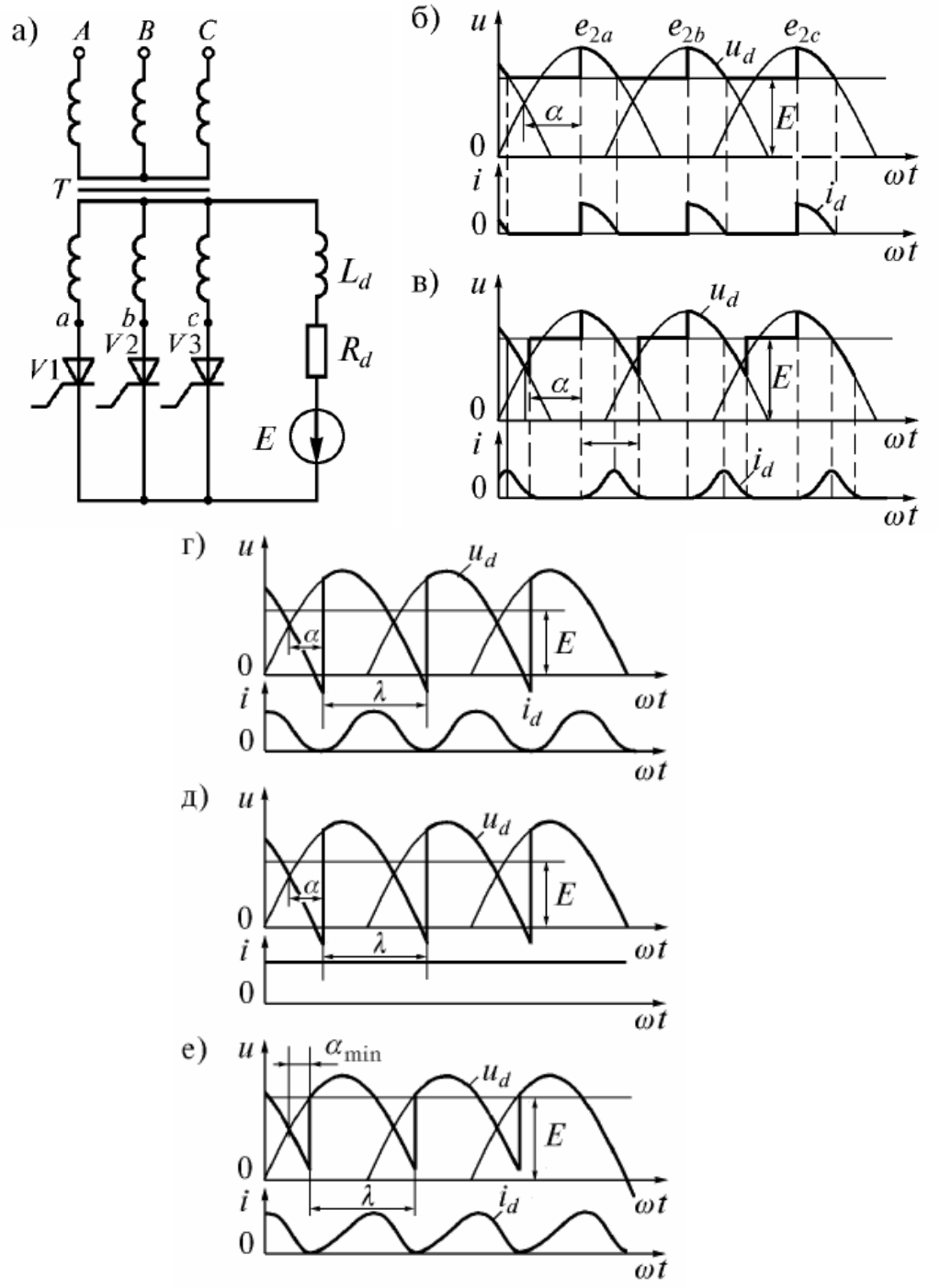


Рис. 4.10 - Трифазна нульова схема випрямлення при роботі на індуктивне-активно-індуктивне навантаження з ПЕРС (а); діаграми струмів і напруг при допущенні $La = 0$, $R_a = 0$ для режимів: переривчастого при $Ld = 0$ (б); переривчастого при $Rd = 0$ (в); граничного при $Rd = 0$ (г); безперервного при $Ld = \infty$ (д); граничного при $Rd = 0$ і $\alpha = \alpha min$(е)

При $Ld = 0$ струм через навантаження проходить із моменту подачі керуючого імпульсу до моменту, коли миттєве значення фазної ЕРС стане менше ПЕРС (див. рис. 4.10, б). Кут керування α повинен бути неменше αmin, при якому миттєве значення фазної ЕРС стане рівно ПЕРС.

Режим роботи переривчастий.

При $Rd = 0$ і $Ld > 0$ (див. рис. 4.10, в) струм через тиристор, за рахунок енергії запасеної в індуктивності, продовжує проходити й після моменту, коли миттєве значення фазної ЕРС стане менше ПЕРС. Майданчики, обмежені кривій *ud* вище й нижче ПЕРС рівні. При $Rd > 0$ нижній майданчик менше верхнього. Режим роботи переривчастий.

При зменшенні ПЕРС росте струм навантаження, збільшується кут провідності вентиля λ. Коли він стає рівним 120 градусам режим стає граничним (див. рис. 4.10, г). Цьому режиму відповідає кут керування $\alpha_{гр}$, а також відповідна індуктивність $Ld_{гр}$.

Якщо тепер збільшувати *Ld*, то струм стає безперервним, а форма напруги на навантаженні не міняється (див. рис. 4.10, д). При порівнянні діаграм рис. 4.10, д і рис. 4.2, б можна зробити висновок, що в безперервному режимі процеси у випрямлячах не залежать від характеру навантаження й однакові при індуктивною-індуктивній-індуктивної-активно-індуктивної й індуктивній-активно-індуктивній з ПЕРС. Тому всі співвідношення, отримані при активно-індуктивному навантаженні в безперервному режимі, слушні й для навантаження з ПЕРС у безперервному режимі.

Як вказувалося вище при роботі на ПЕРС існує мінімальний кут керування αmin, при якому ще може бути включений тиристор. На рис. 4.10 е показаний граничний режим, коли α = αmin = αгр. При меншому куті керування тиристор просто не ввімкнеться (при вузьких керуючих імпульсах). Мінімальний кут керування α min= *E(f)*.

4.4.3. Регулювальні й зовнішні характеристики випрямлячів у переривчастому режимі

З рис. 4.10, б видне, що максимальна ПЕРС, на яку може працювати випрямляч, виконаний по трифазній нульовій схемі, при αmin=60° рівняється $2 \cdot U2$. Якщо зменшувати величину ПЕРС, одночасно збільшуючи кут α, то при $E = 0$ α досягне 150°.

На рис. 4.11, а наведена регулювальна характеристика, відповідна до роботи випрямляча, виконаного по трифазній нульовій схемі, на ПЕРС через активний опір. На ділянці характеристики, показаному пунктиром, при кутах керування менших αmin, тиристори не можуть включатися. Але якщо при цих кутах подавати широкі керуючі імпульси, то тиристори будуть включатися в моменти, що відповідають αmin.

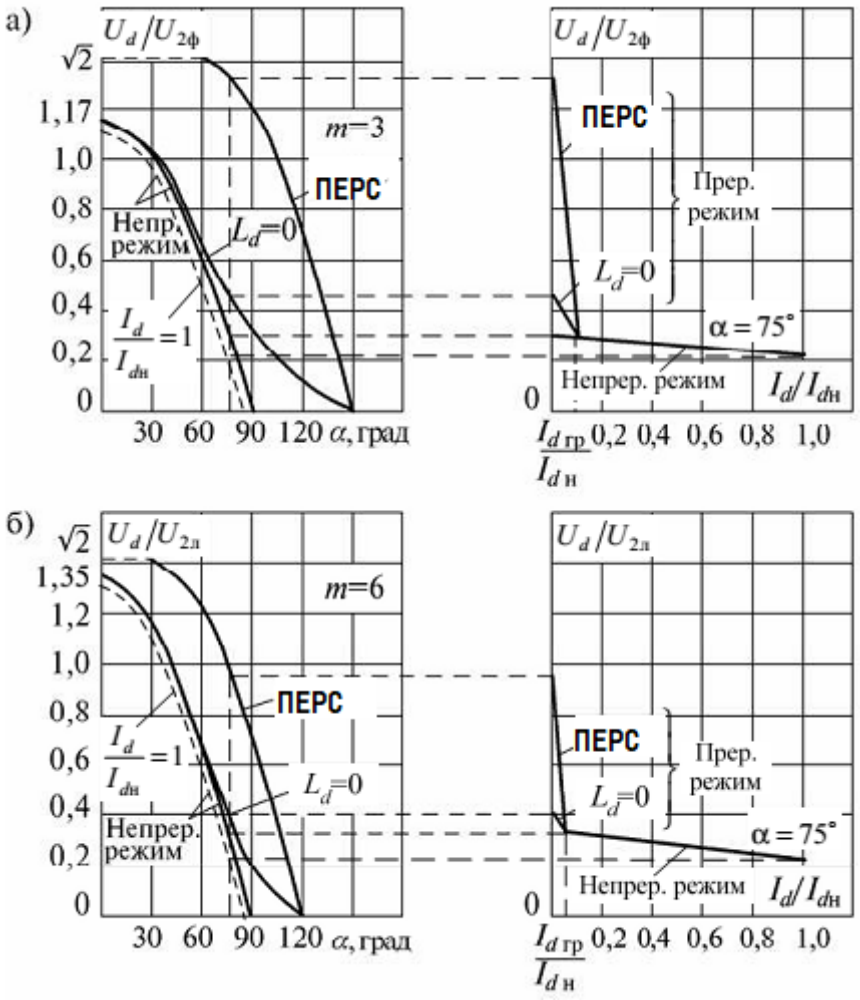


Рис. 4.11 - Регулювальні й зовнішні характеристики при різних видах навантаження в переривчастому й безперервному режимах для трифазної нульової (а) і трифазної мостової (б) схем

На рис. 4.11, а наведені також регулювальні характеристики для безперервного й переривчастого режиму при інших видах навантаження. У безперервному режимі з ростом струму навантаження регулювальна характеристика зміщається вниз, тому що зростають втрати.

На рис. 4.11, а виконана наближена побудова зовнішніх характеристик для відповідних видів навантаження й режимів. При збільшенні струму переривчастий режим переходить у безперервний, і далі зовнішня характеристика не залежить від виду навантаження.

На рис. 4.11, б наведені відповідні регулювальні характеристики й побудова зовнішніх характеристик для трифазної мостової схеми. Ділянки зовнішніх характеристик, відповідні до переривчастого режиму, можуть бути розраховані шляхом розв'язку системи трансцендентних рівнянь. Струм, при якому міняється режим, називається граничним і може бути визначений по наближеній формулі

$$I_{d\,\text{гр}} = \frac{BU_2}{ax_a + x_d}\sin\alpha, \qquad (4.21)$$

Коефіцієнт *B* залежить від схеми випрямлення: якщо *m* = 3, то *B* = 0,46, якщо *m* = 6, то *B* = 0,22.

При аналізі формули можна зробити висновок, що для зменшення граничного струму *Id*гр потрібно збільшувати *xd*.

По рис. 4.11 можна вивчити вплив режимів і різних факторів на положення, нахилу виду характеристик. Так, наприклад, при збільшенні струму в безперервному режимі регулювальна характеристика опустилася.

Висновки: основний вплив на вид регулювальних і зовнішніх характеристик оказує режим роботи.

Контрольні питання

1. Що таке граничний струм $Id_{\text{гр}}$ і граничний кут $\alpha_{\text{гр}}$?
2. Від чого залежать $Id_{\text{гр}}$ і $\alpha_{\text{гр}}$?
3. Як визначити експериментально $Id_{\text{гр}}$ і $\alpha_{\text{гр}}$?
4. Чим відрізняються тимчасові діаграми (осцилограми) випрямленої напруги *ud* і струму *id* у різних режимах при різних видах навантаження?
5. Які режими й параметри впливають на вид характеристик?
6. Що сильніше впливає на вид характеристик: режим або параметри навантаження?
7. Від чого залежить вид регулювальних і зовнішніх характеристик?
8. Від яких параметрів залежить положення й нахил зовнішньої характеристики в безперервному режимі?
9. Від яких параметрів залежить положення регулювальної характеристики в безперервному режимі?
10. Як зменшити граничний струм

ТЕМА 5. ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ ВИПРЯМЛЯЧІВ СТРУМУ, ЯКІСТЬ ВИПРЯМЛЕНОЇ НАПРУГИ Й ШЛЯХУ ЇХ ПОЛІПШЕННЯ

Енергетичні показники випрямлячів – це коефіцієнт корисної дії (ККД), коефіцієнт потужності χ і cosϕ. Якість випрямленої напруги характеризує коефіцієнт пульсацій.

5.1. ККД випрямляча

ККД випрямляча визначається по формулі:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \tag{5.1}$$

де ΔР – потужність втрат у випрямлячі; *Pd* – потужність на виході випрямляча.

$$P_d = U_d I_d. \tag{5.2}$$

ККД випрямляча дорівнює добутку ККД вентильної частини $\eta_В$ і ККД трансформатора $\eta_Т$ ($\eta = \eta_В \eta_Т$).

ККД вентильної частини

$$\eta_В = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_В}, \tag{5.3}$$

де $\Delta P_В$ – втрати у вентильній частині.

$$\Delta P_В = a \Delta U_a I_d, \tag{5.4}$$

де ΔU *a* – спадання напруги на провідному вентилі; а – кількість вентилів через які послідовно проходить струм.

Враховуючи (5.2) – (5.4), одержимо

$$\eta_В = \frac{1}{1 + \frac{a \Delta U_a}{U_d}} \tag{5.5}$$

При напругах у сотні вольтів ККД вентильної частини становить 0,98...0,99, а, враховуючи, що ККД трансформатора середньої потужності має приблизно ту ж величину, можна зробити висновки, що ККД випрямляча більше 0,96. Отже, уже при напругах у сотні вольтів напівпровідниковий випрямляч по ККД близький до ідеалу.

З формули (5.5) видне, що ККД напівпровідникового випрямляча не залежить від струму. З урахуванням наявних постійних втрат (у трансформаторі, системі керування і т.д.) ККД все-таки залежить від навантаження. Але ця залежність суттєво слабкіше, а ККД набагато вище, чим в електромашинному перетворювачі (рис. 5.1).

5.2. Гармонійні складові у випрямленої напрузі й первинному струмі

У випрямленої напрузі є постійна (корисна) і змінна (шкідлива) складові. Змінні складові в кривій випрямленої напруги (токи) називаються пульсаціями. Вони містять ряд гармонік.

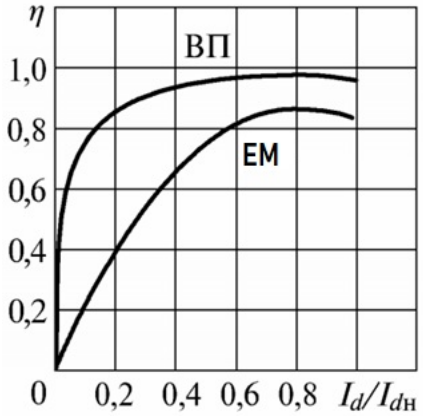


Рис. 5.1 - Залежність ККД вентильного (ВП) і електромашинного перетворювача (ЕМ) від завантаження

При частоті мережі f основна частота пульсацій

$$f_1 = mf\ , \tag{5.6}$$

де m − пульсність, рівна добутку числа фаз на число півперіодів, що випрямлюються.

При $m > 1$ амплітуда n–ой гармоніки пульсацій у некерованому випрямлячі (у відносних одиницях)

$$\frac{U_{nm}}{U_d} = \frac{2}{(mn)^2 - 1}, \tag{5.7}$$

де n – номер гармоніки стосовно основної частоти пульсацій. Він відповідає натуральному ряду чисел 1, 2, 3…

Номер гармоніки стосовно частоти мережі

$$k = mn. \tag{5.8}$$

З ростом номера гармоніки її амплітуда різко убуває, тому надалі ми будемо розглядати тільки першу гармоніку. Коефіцієнт пульсацій q – це відношення амплітуди першої гармоніки пульсацій до середнього значення випрямленої напруги.

$$q = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1}. \tag{5.9}$$

У табл. 4.1 наведені величини q і $f1$ для деяких значень m.

З погляду поліпшення якості випрямленої напруги збільшення пульсності вигідно, тому що збільшується частота пульсацій і зменшується їхня амплітуда. Коефіцієнт пульсацій різко росте зі збільшенням кута

керування α. На рис. 6.2 видне, що при m = 6 зміна глибини регулювання від 1 до 0,4 викликає збільшення коефіцієнта пульсацій від 0,057 до 0,8.

Струм, споживаний з мережі випрямлячем, у загальному випадку несинусоїдальний (див., наприклад, рис. 5.7). Він містить ряд гармонік. Номера гармонік стосовно частоти мережі

$$k = mn \pm 1. \tag{5.10}$$

Нижчі гармоніки мають частоти

$$f_{\text{низ}} = f(m \pm 1). \tag{5.11}$$

Випрямлячі генерують гармоніки й посилають їх у мережу. Чим вище пульсность, тем вище частота й менше амплітуда гармонік, генеруємих у мережу, тем легше з ними боротися. Гармоніки первинного струму спотворюють напруга мережі. Чим вище внутрішній опір мережі, тем сильніше викривлення. Напруга в мережі стає несинусоїдальною.

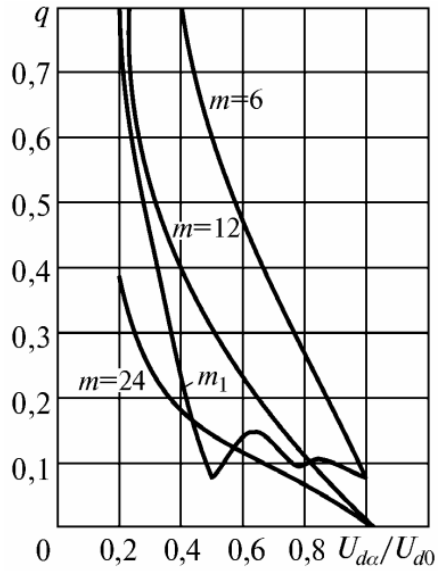


Рис. 5.2 - Залежність коефіцієнта пульсацій від глибини регулювання для різних схем; $m1$ – для схеми рис. 5.8, а

Недоліки напівпровідникових випрямлячів: шкідливий вплив на живильну мережу за рахунок споживання несинусоїдальних струмів і пульсації у випрямленої напрузі (струмі).

5.3. Коефіцієнт потужності випрямляча

Коефіцієнт потужності χ і cos ϕ визначають ефективність передачі електроенергії через мережу: чим вище коефіцієнт потужності, тем більшу активну потужність можна пропустити через ту ж мережу при збереженні втрат у мережі. Коефіцієнт потужності – це відношення активної потужності P, споживаної з мережі до повної потужності S. Встановимо зв'язок між коефіцієнтом потужності й cos ϕ.

Приймемо допущення, що напруга мережі синусоїдальна. Тоді для трифазної мережі слушні формули:

$$P_1 = 3U_1 I_{1(1)} \cos\varphi, \tag{5.12}$$

$$S_1 = 3U_1 I_1. \tag{5.13}$$

Тут $I1(1)$ – діюче значення першої гармоніки первинного струму, споживаного з мережі, ϕ – кут зрушення першої гармоніки первинного струму щодо напруги мережі.

Коефіцієнт потужності

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \cos\varphi \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \nu\cos\varphi, \tag{5.14}$$

де ν − коефіцієнт несинусоїдальності струму.

Коефіцієнт несинусоїдальності струму

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_{1(1)}}}}, \tag{5.15}$$

де $I1(n)$ – діюче значення n–ої гармоніки первинного струму.

Чим менше ν, тем сильніше викривлення. Відзначимо, що при прямокутній формі первинного струму (див. рис. 3.5, в; 3.10, б) при $m = 2$ ν = 0,9, а при m= 6 ν = 0,955. Якщо струм з урахуванням комутації трапецеїдальний, то ν буде наближатися до одиниці.

З рис. 5.3, а видне, що в ідеальному випрямлячі може виникати зрушення між напругою й першою гармонікою первинного струму. Це зрушення визначається тільки кутом керування й не залежить від індуктивності навантаження. Отже, якщо випрямляч ідеальний

$$\varphi = \alpha \tag{5.16}$$

Враховуючи (5.6), одержимо:

$$\cos\varphi = \cos\alpha = \frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}}. \tag{5.17}$$

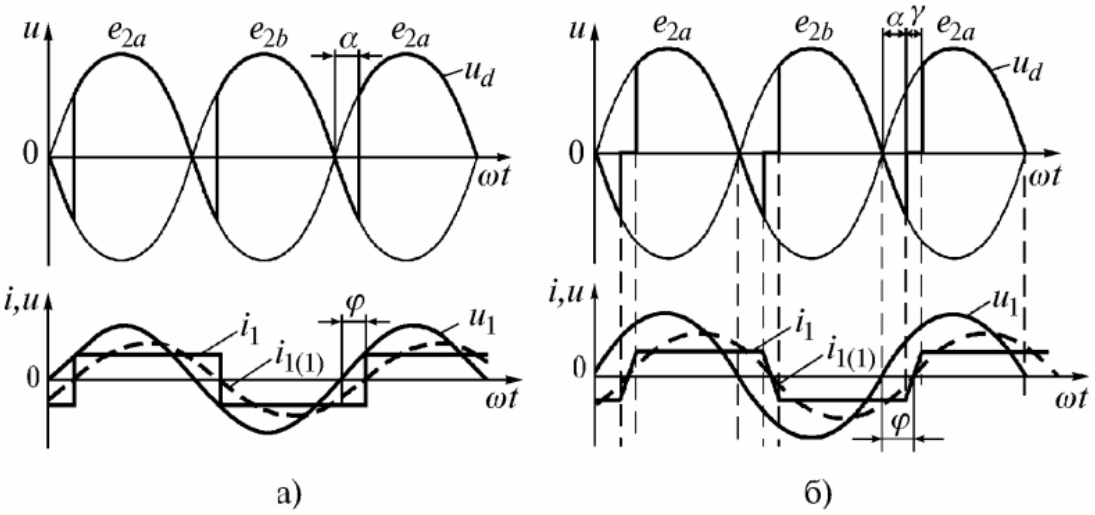


Рис. 5.3 - Діаграми напруг і струмів у керованому випрямлячі по однофазній нульовій схемі із природною комутацією при α = 30°для випадку Ld = ∞, 0 La = (а) і 0 La ≠ (б)

Отже, cosφ визначається глибиною регулювання. Зменшення cosφ при регулюванні є серйозним недоліком керованих випрямлячів**.**

На рис. 5.4 показані залежності енергетичних показників ідеального випрямляча від глибини регулювання.

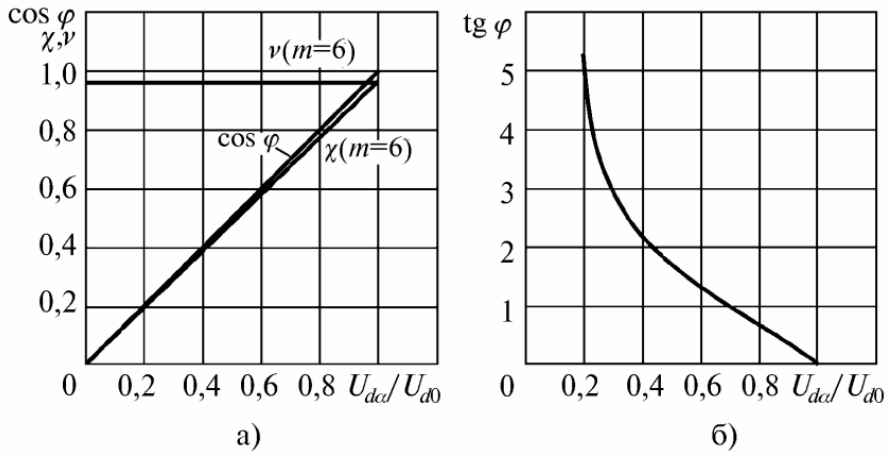


Рис. 5.4 - Енергетичні показники керованих випрямлячів у функції глибини регулювання (при $Ld = \infty$, $La = 0$)

Тимчасові діаграми, побудовані з урахуванням індуктивності розсіювання, наведені на рис. 5.3, б. З діаграм випливає, що в реальному випрямлячі cosφ ще більш погіршується, і

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2. \qquad (5.18)$$

Висновки

Переваги напівпровідникових випрямлячів**:** високий ККД і мала залежність ККД від навантаження.

Недоліки: зменшення cosφ, коефіцієнта потужності й погіршення якості випрямленої напруги з ростом глибини регулювання; генерація вищих гармонік, що погіршують якість напруги в мережі.

5.4. Шляхи поліпшення енергетичних показників випрямлячів і зменшення їх шкідливого впливу на живильну мережу

5.4.1. Умовно дванадцятифазна схема

Зниження змісту гармонік у первинному струмі й у випрямленої напрузі можливо за рахунок застосування умовно дванадцятифазної схеми рис. 5.5 а. У цій схемі дві трифазні мостові схеми, фазні ЕРС яких зрушені на 30° через різні схеми з'єднань трансформатора, працюють на загальне навантаження. Це поліпшує форму загального струму, споживаного з мережі (див. рис. 5.5, б).

У результаті пульсації на навантаженні стають 12-кратними, а 5-я й 7-я нижчі гармоніки первинних струмів кожного з мостів взаємно

компенсуються в загальному струмі, споживаному з мережі. Нижчими гармоніками, які генеруються в мережу, стають 11-я й 13-я.

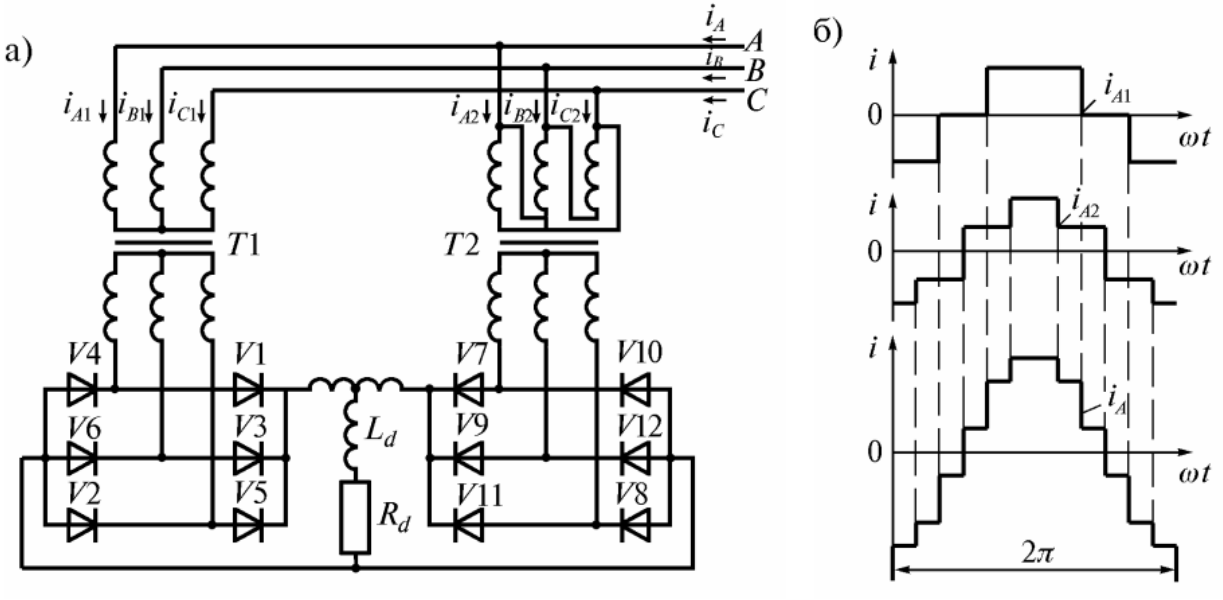


Рис. 5.5 - Умовно дванадцятифазна схема випрямлення (а) і діаграми первинних струмів трансформаторів і сумарного струму, споживаного з мережі (б)

Таким чином, пульсації випрямленої напруги й гармоніки струму, що спотворюють напругу мережі, суттєво зменшуються й відповідають дванадцятифазної схемі (див. табл. 3.1). Схема застосовується при живленні потужних електроприводів. Поліпшуються тільки гармонійні складові**,** але на **cos**ϕ це не впливає**.**

5.4.2. Схеми з нульовими вентилями

Застосування схем з нульовими вентилями, шунтувальними вихід випрямляча (рис. 5.6, а), дозволяє забрати негативні ділянки випрямленої напруги й скорочує тривалість проходження вторинного й первинного струму трансформатора, відрізаючи задню ділянку струму. При цьому перша гармоніка струму зрушується вперед, кут ϕ зменшується, cosϕ збільшується (див. рис. 5.6, б). Це найпростіший спосіб деякого поліпшення коефіцієнта потужності керованих випрямлячів.

5.4.3. Фазосхідчасте регулювання

Застосування фазосхідчастого регулювання ілюструється на прикладі однофазної нульової схеми з відпайками на вторинній стороні трансформатора (рис. 5.7, а). Якщо відпайки зроблені від середин вторинних напівобмоток, то випрямлена напруга при включенні вентилів, підключених до них, з кутом керування рівним нулю буде становити половину повної напруги, одержуваного при включенні крайніх тиристорів.

При цьому в обох випадках, якщо випрямляч ідеальний, cosϕ = 1.

Рис. 5.7, б ілюструє вид випрямленої напруги при спільній почерговій роботі всіх вентилів. На рис. 5.7 у показане наскільки підвищуються енергетичні показники при застосуванні цієї схеми в порівнянні зі звичайною однофазною нульовою схемою.

На рис. 5.8, а наведена схема, у якій та ж ідея реалізується в багатофазних схемах. Коли в схемі працюють вентилі *V*1…*V*12, то вона зводиться до двом трифазним мостовим схемам, що працюють через зрівняльний реактор $L_{УР1}$ на загальне навантаження. Коли в схемі працюють вентилі *V*7…*V*14, то вона зводиться до схеми дві зворотні зірки зі зрівняльним реактором $L_{УР2}$.

Випрямленні напруги в цих випадках відрізняються у два рази. При цьому в обох випадках, якщо випрямляч ідеальний, cosϕ = 1. На рис. 5.8, б показане наскільки підвищуються енергетичні показники при застосуванні цієї схеми в порівнянні зі звичайною трифазною мостовою схемою.

Усі описані вище схеми поліпшують коефіцієнт потужності й **cosϕ,** але не дозволяють одержати випереджальний кут зрушення**.** Це неможливо при застосуванні вентилів з неповною керованістю й природньою комутацією (комутацією за рахунок енергії мережі).

5.4.4. Застосування штучної комутації для поліпшення cosϕ

Якщо забезпечити вимикання вентилів до крапки природної комутації, то можна до цієї крапки включити інший вентиль. Тоді кут α стає менше нуля, отже, і кут ϕ стає менше нуля, і випрямляч для мережі стає ємнісним навантаженням. Таке вимикання вентилів називають штучною комутацією й для вимикання використовують вузли комутації, що містять конденсатори.

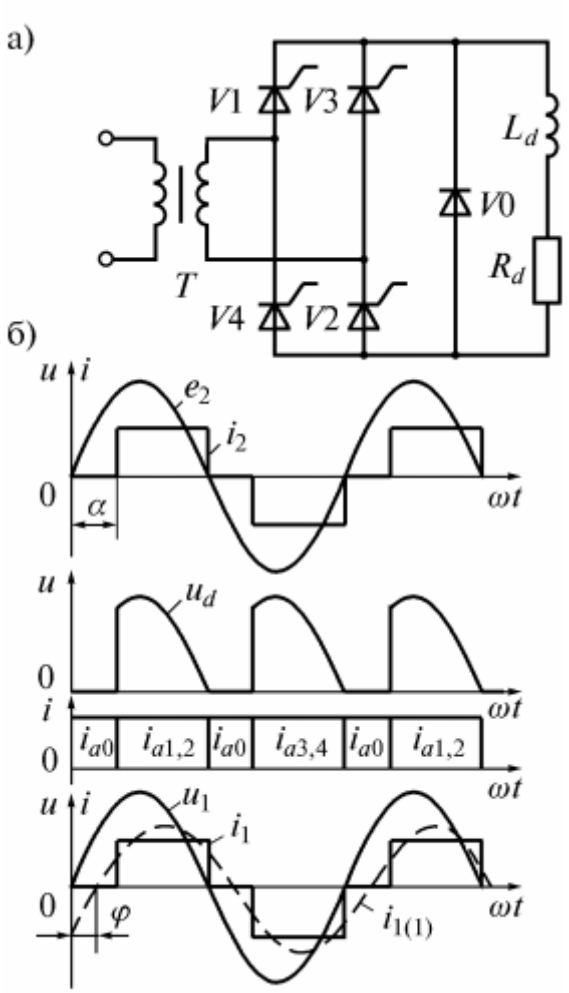


Рис. 5.6 - Однофазна мостова схема з нульовим вентилем (а) і діаграми струмів і напруг, що ілюструють її роботу при $Ld = \infty$, $La = 0$ (б)

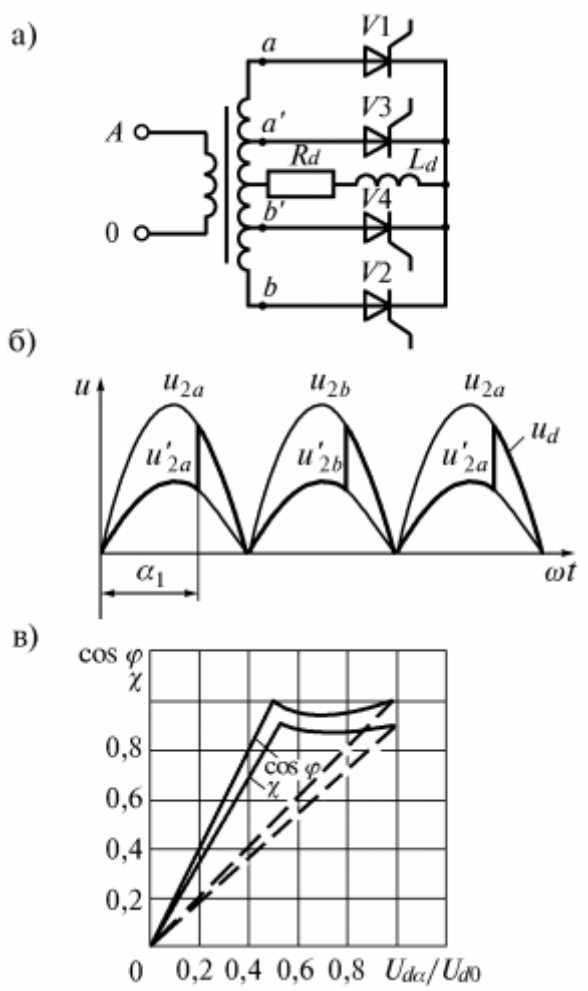


Рис. 5.7 - Однофазна нульова схема з фазосхідчастим регулюванням випрямленої напруги (а), діаграми випрямленої напруги при $\alpha_2 = 0$ (б) і енергетичні показники у функції глибини регулювання (в) при $Ld = \infty$ (штрихові криві відповідають звичайній однофазній нульовій схемі)

Застосування штучної комутації ілюструється на прикладі однофазної нульової схеми (рис. 5.9, а).

У звичайній схемі процеси при куті керування α ілюструються тимчасовими діаграмами рис. 5.9, б. Але якщо паралельно вентилям підключити вузли штучної комутації, що виключають вентилі в певні моменти, то в ці ж моменти з кутом випередження α можна включити чергові вентилі (див. рис. 5.9, б). З тимчасових діаграм видне, що при цьому струм, споживаний з мережі, випереджає напругу.

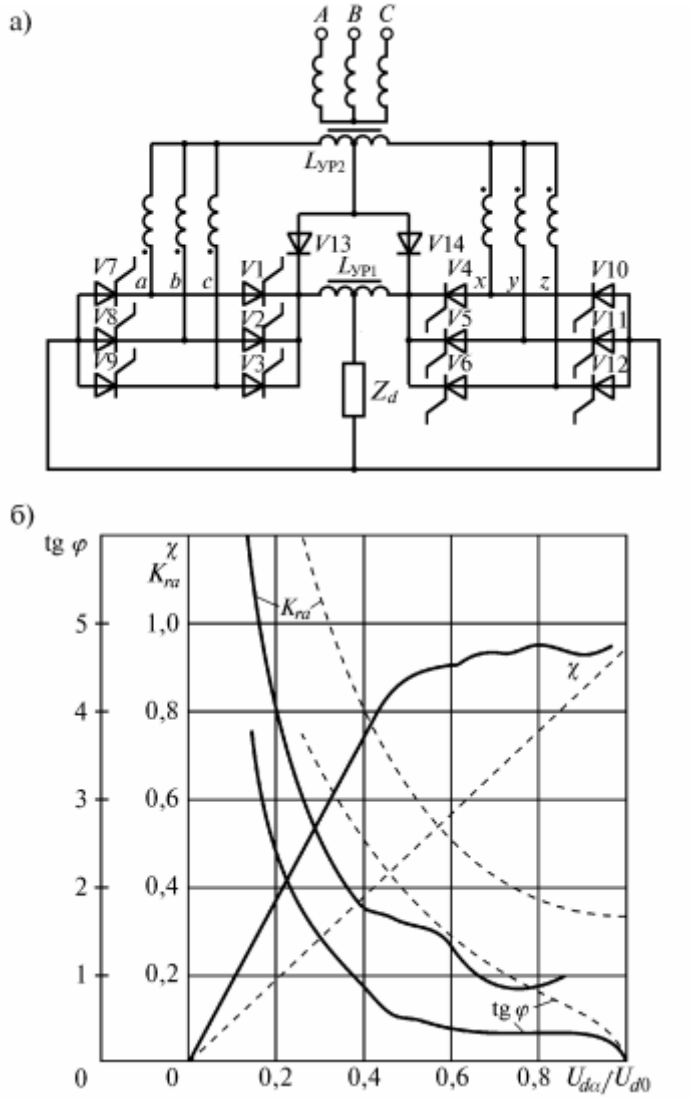


Рис. 5.8 - Трифазна схема з фазосхідчастим регулюванням (а), енергетичні показники даної схеми (суцільні лінії) і трифазної мостової схеми (штрихові) у функції глибини регулювання (б)

Цей напрямок через складність не одержало широкого застосування в електроприводі. Однак воно знаходить застосування в електротехнології. В [8, 59, 76] розглянуті можливості одержання випереджального кута зрушення без застосування додаткових комутуючих тиристорів.

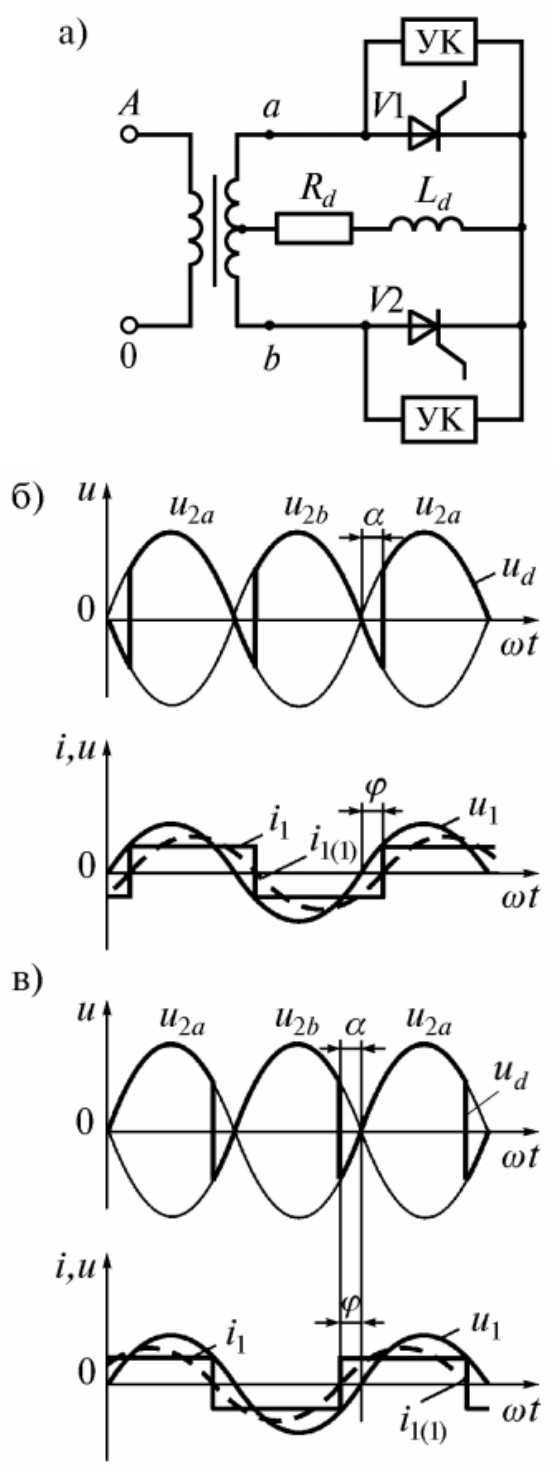


Рис. 5.9 - Однофазна нульова схема зі штучною комутацією (а) і діаграми напруг і струмів у схемі при α = 30º (б) і α = –30º (в) (діаграми наведені для випадку $Ld = \infty$, $La = 0$)

5.4.5. Застосування вентилів, що защіпаються, для поліпшення cosφ

Застосування тиристорів, що защіпаються, відкриває нові перспективи. На рис. 5.10, а наведена однофазна нульова схема на тиристорах, що защіпаються. Під дією замикаючих керуючих імпульсів тиристор *V*1 вимикається й одночасно включається тиристор *V*2 з кутом випередження α

(див рис. 5.10, б). З тимчасових діаграм видне, що при цьому струм, споживаний з мережі, випереджає напругу.

Але, у реальному випрямлячі є індуктивність розсіювання *La*. При обриві струму в ланцюзі з індуктивністю виникають перенапруги. Робота схеми стає неможливою. Для подолання цих труднощів доводиться включати конденсатор великої ємності, куди передається енергія, накопичена в індуктивності розсіювання *La*. Наявність пристрою скидання енергії суттєво ускладнює електромагнітні процеси, у порівнянні зі звичайними випрямлячами.

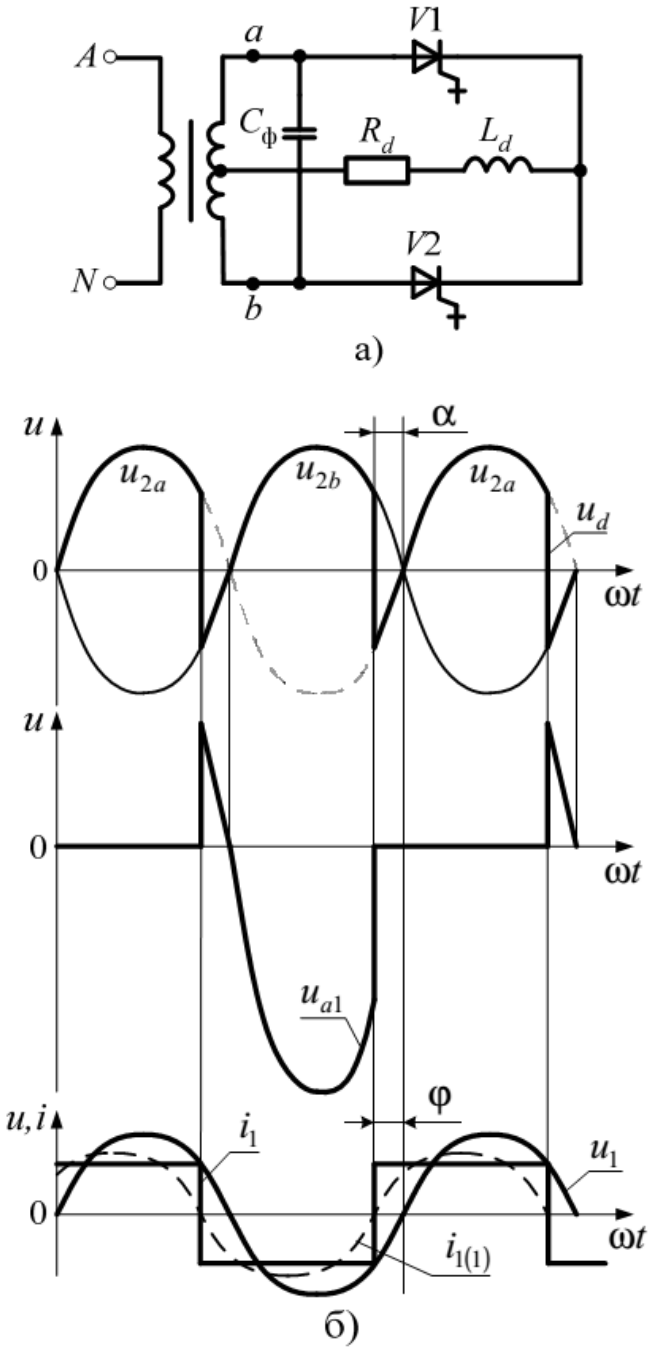


Рис. 5.10. Однофазна нульова схема на тиристорах, що защіпаються (а) і діаграми напруг і струмів у схемі при α = –30º (б) (діаграми наведені для випадку *Ld* = ∞, *La* = 0)

На рис. 5.11 наведена трифазна мостова схема на тиристорах, що защіпаються. Вона містить трифазний пристрій скидання енергії (ПСЕ).

Істотне ускладнення схем випрямлячів на тиристорах, що защіпаються, і отже, менша їхня надійність стримують їхнє застосування.

Крім того, з'явилися інші розв'язки завдання підвищення коефіцієнта потужності, які будуть розглянуті нижче.

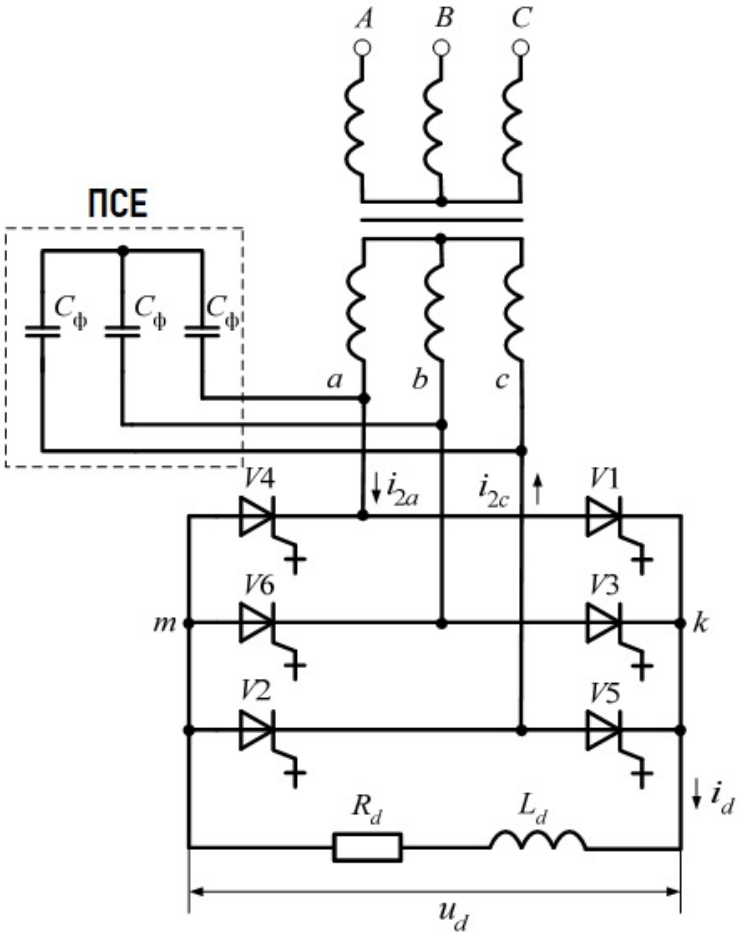


Рис. 5.11 - Трифазна мостова схема на тиристорах, що защіпаються

Контрольні питання

1. Що таке ККД, і як він визначається у випрямлячах?
2. Як і чому залежить ККД випрямляча від струму навантаження?
3. Як і чому залежить ККД випрямляча від глибини регулювання?
4. Що таке коефіцієнт пульсацій, і від чого залежить його величина?
5. Від чого залежить частота основної гармоніки пульсацій?
6. Які гармоніки є в первинному струмі?
7. Що таке коефіцієнт потужності й до чого приводить його зменшення?
8. Від чого залежить cosφ випрямляча?
9. Які переваги й недоліки напівпровідникових випрямлячів у порівнянні з електромашинними перетворювачами?
10. Які шляхи поліпшення cosϕ випрямляча?
11. Які шляхи поліпшення коефіцієнта пульсацій?

12. Поясните переваги умовно дванадцятифазної схеми.
13. Поясните принципи дії схем, що підвищують коефіцієнт потужності.
14. Чому не можна забезпечити випереджальний кут зрушення при природній комутації?

ТЕМА 6. ВЕДЕНІ ІНВЕРТОРИ

6.1. Класифікація інверторів

Інвертування − це перетворення постійного струму в змінний. Існує два типи інверторів: ведені й автономні.

Ведені інвертори **(**ВІ**)** працюють на мережу, у якій є інші джерела електроенергії. Комутації вентилів у них здійснюються за рахунок енергії цієї мережі. Частота на виході ВІ дорівнює частоті мережі, а напруга – напрузі мережі.

Автономні інвертори **(**АІ**)** − це інвертори, які працюють на мережу, у якій немає інших джерел електроенергії. Комутації вентилів у них здійснюються завдяки застосуванню повністю керованих вентилів або пристроїв штучної комутації. При цьому частота на виході АІ визначається частотою керування, а напруга – параметрами навантаження й системою регулювання.

Найбільше часто ведені інвертори застосовуються, коли потрібно віддати механічну енергію, запасену в махових масах електродвигуна й робочої машини, назад у мережу. Гальмування електропривода, здійснюване таким чином, є найбільше енергетично ефективним. Кількість енергії, що вертається, може бути досить велике.

Автономні інвертори застосовуються для одержання регульованої частоти в електроприводах змінного струму, а також для одержання більш високих частот в електротермічні й електротехнологічних установках. Вони є основною частиною перетворювачів частоти.

6.2. Поняття про напрямок потоку потужності

Розглянемо, як можна змінити напрямок потоку потужності в системі, що містить електричну машину й акумулятор (рис. 6.1).

Якщо електрична машина працює в руховому режимі, харчуючись від акумулятора, то для того, щоб змінити напрямок потоку потужності, потрібно привести машину в обертання, підводячи механічну енергію. При цьому зміниться напрямок струму й почнеться зарядка акумулятора (див. рис. 6.1 а). Якщо необхідно щоб напрямок струму зберігся, то необхідно привести електричну машину в обертання в протилежному напрямку (змінити напрямок ЕРС) і поміняти полярність акумулятора (змінити напрямок ПЕРС) (див. рис. 6.1, б).

Таким чином, щоб змінити напрямок потоку потужності в системі потрібно підвести механічну енергію й або змінити напрямок струму, або змінити напрямок ЕРС і ПЕРС.

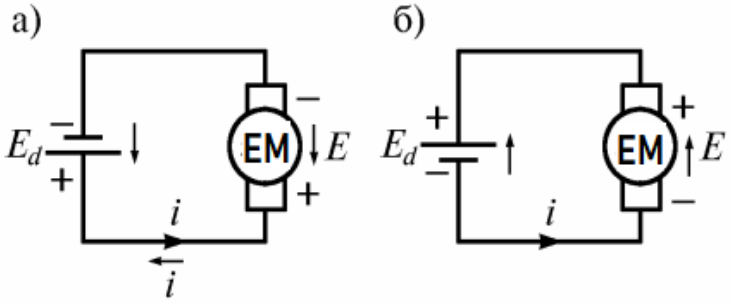


Рис. 6.1 - Зміна напрямку потоку потужності при зміні напрямку струму (а) і ЕРС (б)

6.3. Перехід від випрямного до інверторного режиму

Ведені інвертори виконуються по тим же схемам, що й керовані випрямлячі. Перехід від випрямного до інверторного режиму можливий у системі (рис. 6.2, а), що містить випрямляч і електричну машину (ЕМ). Реактор (індуктивність *Ld*) між випрямлячем і ЕМ сприймає на себе різницю миттєвих значень ЕРС випрямляча й ПЕРС двигуна. На рис. 6.2, б наведені діаграми струмів і напруг, що ілюструють процеси у випрямлячі, навантаженому на ЕМ, що працює в руховому режимі. ЕРС випрямляча створюється в основному позитивними ділянками півхвиль напруги і її середнє значення позитивне. Також позитивна ПЕРС двигуна.

Якщо кут керування збільшити до 90°°, то ЕРС випрямляча зменшиться до нуля, і двигун зупиниться. При цьому ЕРС випрямляча однаковою мірою створюється позитивними й негативними ділянками півхвиль напруги (рис. 6.2, в).

Зміна напрямку потоку потужності в системі, що містить вентилі, можливо тільки по другому способу, описаному вище. Для того щоб перейти з випрямного режиму в інверторний потрібно:

1) привести в обертання ЕМ в іншому напрямку, підвівши до неї механічну енергію й перевівши її в генераторний режим;

2) збільшити кут керування (більше 90°), щоб в основному використовувати негативні ділянки півхвиль напруги мережі й зробити середнє значення ЕРС інвертора негативним (рис. 6.2, г).

При описі процесів у веденому інверторі, крім кута керування α (кута запізнювання), використовується кут керування β (кут випередження), відлічуваний від крапки, що перебуває через 180° від крапки природної комутації. Отже,

$$\beta = 180° - \alpha. \qquad (6.1)$$

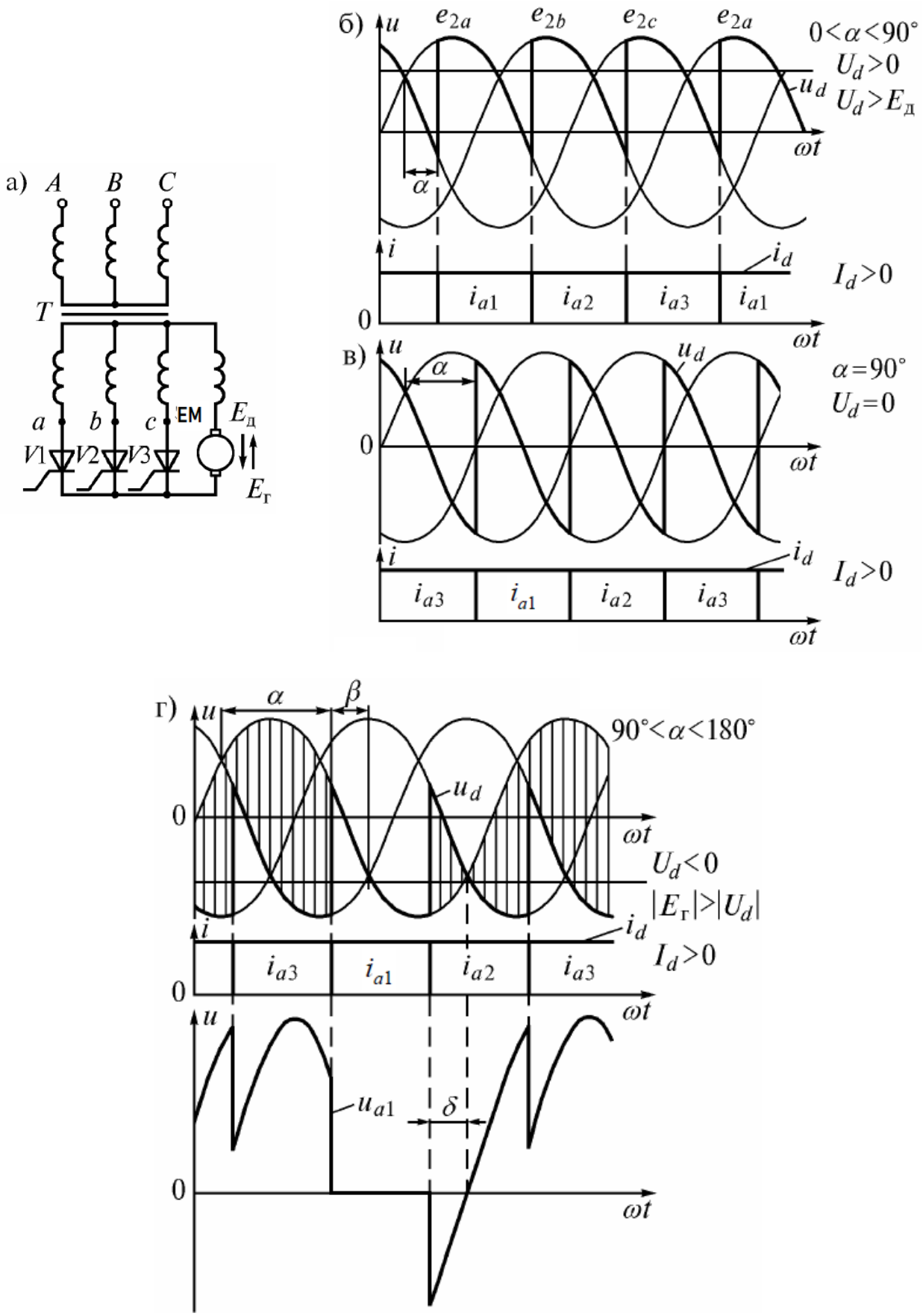


Рис. 6.2 - Перехід з випрямного в інверторний режим у трифазній нульовій схемі (а); б, в, г – діаграми струмів і напруг при різних кутах α, що ілюструють процеси в схемі

Кут керування β не може досягати 0, тому що потрібен час на відновлення замикаючих властивостей тиристора в прямому напрямку (див. рис. 6.2, г).

6.4. Регулювальні й зовнішні характеристики веденого інвертора

Перетворювач, який може працювати як у випрямному, так і в інверторному режимі назвемо веденим перетворювачем. На рис. 6.3 наведені зовнішні й регулювальні характеристики веденого інвертора в режимі безперервного струму разом з характеристиками випрямляча.

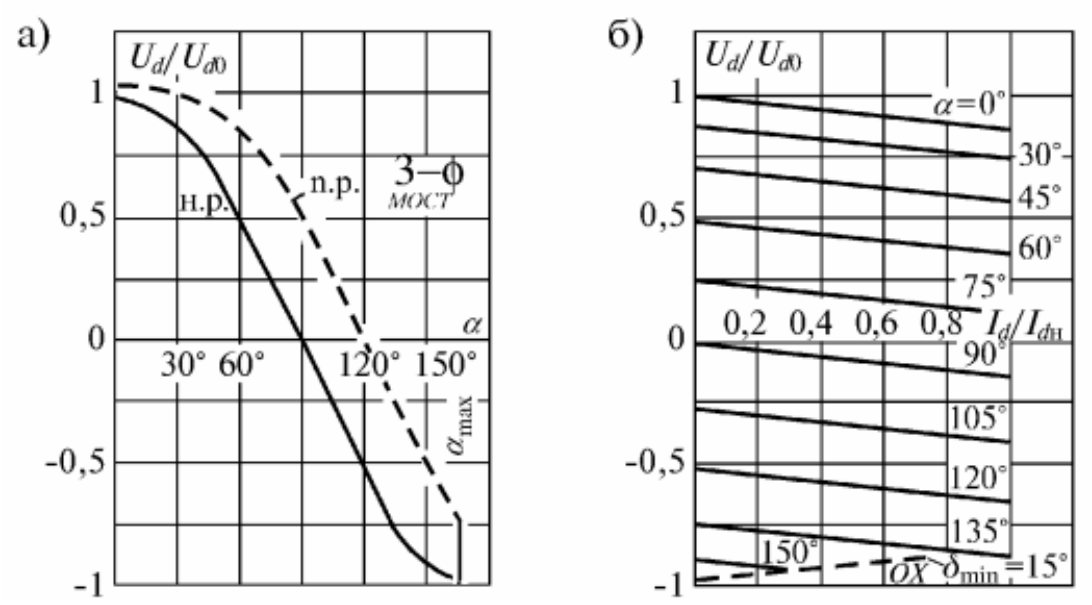


Рис. 6.3 - Регулювальні характеристики веденого перетворювача в безперервному (н.р.) і переривчастому (п.р.) режимі при роботі на ПЕРС (а) і його зовнішні характеристики в безперервному режимі (б)

Напруга на затискачах постійного струму інвертора назвемо напругою, яка інвертується. Тому що вона виміряється між тими ж крапками, що й випрямлене, те будемо позначати їх однаково – *Ud.* Закон зміни цієї напруги при зміні кута керування той же, що й у випрямному режимі. Тому регулювальна характеристика веденого перетворювача в безперервному режимі (див. рис. 6.3, а) визначається тим же рівнянням

$$U_{d\alpha 0} = U_{d0}\cos\alpha. \qquad (6.2)$$

Комутація вентилів відбувається за рахунок напруги мережі, і на ділянці комутації напруга йде посередині між фазними ЕРС (рис. 6.4, а – б). За рахунок додаткового комутаційного майданчика з ростом струму напруга по модулю збільшується.

Зовнішні характеристики наведені на рис. 6.3, б.

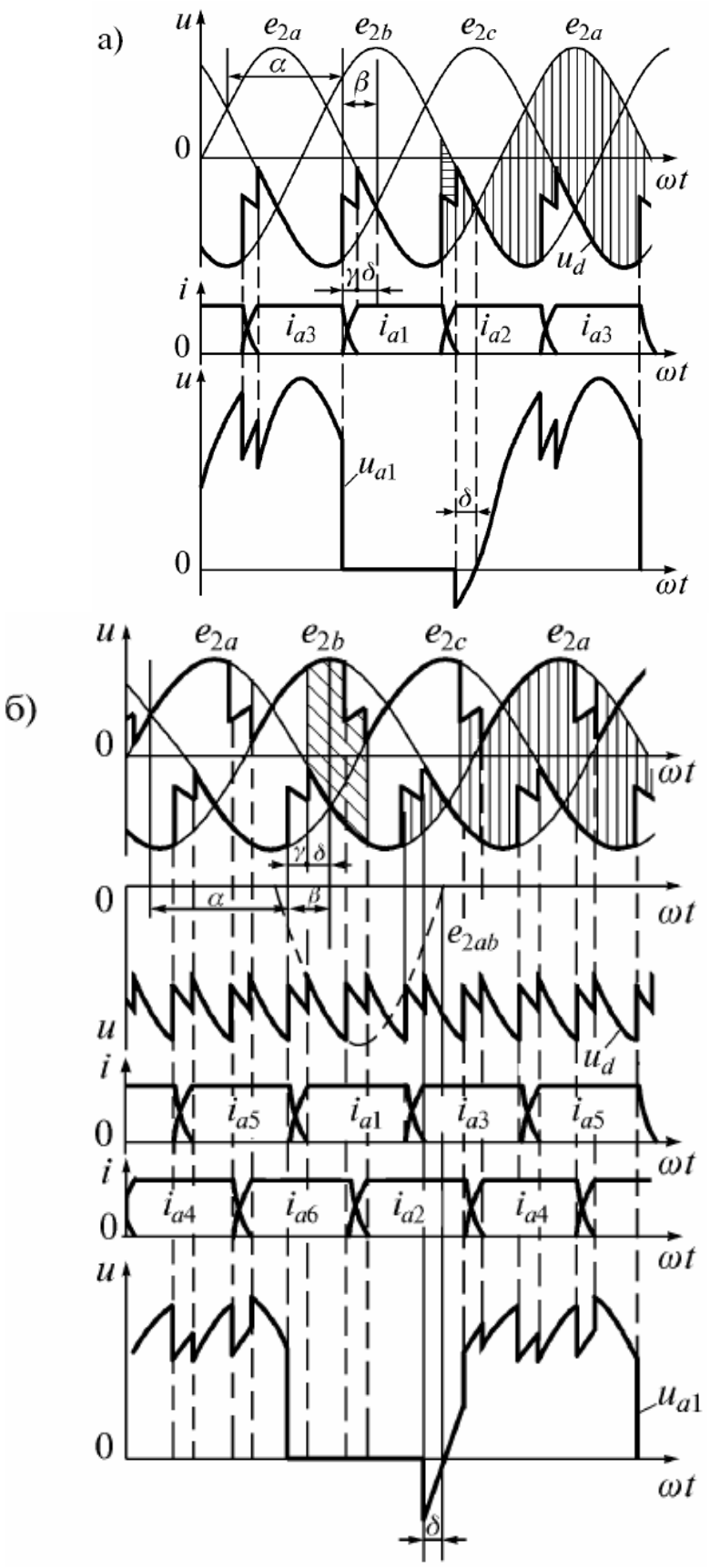


Рис. 6.4 -Діаграми струмів і напруг у веденому інверторі при $Xd = \infty$, $Xa \neq 0$ для трифазної нульової (а) і бруківці (б) схем

У першому квадранті (для випрямляча) вони зв'язують вихідні величини і є вихідними. Характеристики в 4-м квадранті (веденого інвертора) зв'язують вхідні величини (по енергетичному каналу) і тому є вхідними. Зовнішні характеристики випрямляча за змістом є вихідними, і тому вихідна напруга за рахунок внутрішнього опору з ростом струму падає. Зовнішні характеристики інвертора є за змістом вхідними й тому, якщо необхідно «загнати» в інвертор більший струм, потрібно подати на вхід більша напруга.

Зовнішні характеристики з урахуванням наявності області переривчастого режиму наведені на рис. 6.5.

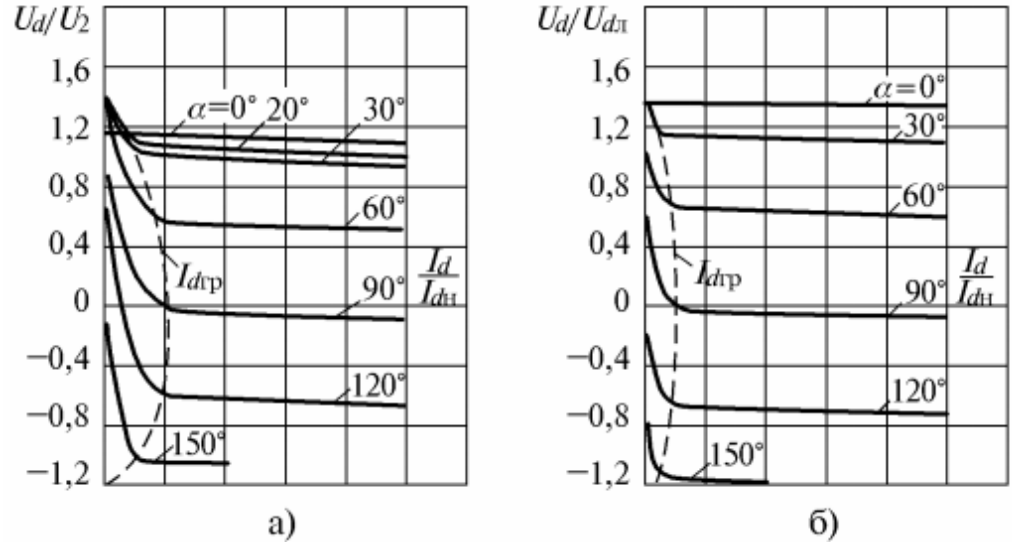


Рис. 6.5 - Зовнішні характеристики веденого перетворювача, виконаного по трифазній нульовій (а) і трифазної бруківці (б) схемам

6.5. Умови стійкої роботи інвертора

В інверторному режимі змінюється вид напруги на вентилі. Протягом кута δ (див. рис. 6.4, а – б) повинні відновитися керуючі властивості тиристора.

δ − кут**,** надаваний на вимикання або відновлення керуючих властивостей тиристора, може бути визначений по формулі

$$\delta = \beta - \gamma, \qquad (6.3)$$

де γ − кут комутації.

Позначимо δmin – мінімальний кут, надаваний на вимикання, при якім інвертор може ще стійко працювати. Обмежувальна характеристика **(**ОХ**)** – це геометричне місце крапок, при якім кут δmin постійний. Ця характеристика обмежує область стійкої роботи веденого інвертора (рис. 6.3, б). Ведений інвертор може працювати тільки в області вище обмежувальної характеристики.

Звичайно мінімальний кут, надаваний на вимикання, становить 15°…25°. Кут δmin вибирається з урахуванням як часу вимикання тиристора, так і інших факторів. При виборі δmin ураховують: 1) час вимикання тиристора; 2) виникаючі перевантаження по струму; 3) несиметрію напруги мережі; 4) несинусоїдальність напруги мережі; 5) несиметрію керуючих імпульсів.

Якщо δ < δmin, то відбувається прорив анодного струму у вентилях і перекидання інвертора. Прорив – це включення вентиля без подачі керуючого імпульсу. При передчаснім включенні виникає аварійний режим – коротке замикання в ланцюзі постійного струму, тому що ЕРС генератора й ЕРС трансформатора спрямовані згідно. Цей аварійний режим називається перекиданням інвертора. Єдина можливість припинення анодного струму – вимикання автоматичного вимикача в ланцюзі постійного струму. Вимикання вимикача на стороні змінного струму не перериває струм короткого замикання.

Для запобігання перекидання інвертора максимальний кут керування α_{max} вибирається так, щоб навіть при перевантаженні не був можливий вихід за межі обмежувальної характеристики.

6.6. Контрольні питання

1. Що таке інвертування?
2. Що таке ведений інвертор?
3. Чим відрізняється автономний інвертор від веденого?
4. Яка область застосування ведених інверторів?
5. Яка область застосування автономних інверторів?
6. Як змінюється напрямок потоку потужності при переході від випрямного до інверторного режиму?
7. Як визначити кут випередження?
8. Що потрібно для переходу з випрямного режиму в інверторний?
9. Який вид зовнішніх і регулювальної характеристик веденого інвертора в режимі безперервного струму?
10. Який вид зовнішніх і регулювальної характеристик веденого інвертора в режимі переривчастого струму?
11. Які фактори і як впливають на нахил зовнішніх характеристик?

ТЕМА 7. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

7.1. Класифікація й принципи побудови перетворювачів частоти

Перетворювачі частоти (ПЧ) призначені для перетворення змінної напруги однієї частоти в змінну напругу іншої частоти. Перетворювачі частоти для частотно-регульованих електроприводів перетворять електроенергію, що надходить із мережі змінного струму, в електроенергію з мінливої за заданими законами частотою й напругою.

Перетворювачі частоти по побудові можуть бути розбиті на два типи:

а) дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ);

б) безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ).

У ДПЧ перша ланка являє собою випрямляч (керований або некерований) з фільтром на виході, а друге − автономний інвертор.

Таким чином, навантаження пов'язана з мережею через дві ланки, і відбувається дворазове перетворення енергії. Друга ланка в ДПЧ може бути виконане як на основі автономного інвертора напруги (АІН), так і на основі автономного інвертора струму (АІТ).

ДПЧ дозволяють одержати на виході частоти як менші**,** так і більші вхідних**.** Їхній недолік **–** подвійне перетворення енергії**, що** веде до збільшення втрат**.**

БПЧ виконуються на основі реверсивних перетворювачів. Однофазний БПЧ являє собою двокомплектний реверсивний перетворювач, на виході якого підключено навантаження. Кожний комплект вентилів пропускає одну півхвилю струму. Трифазний БПЧ являє собою три реверсивні перетворювачі, кожний з яких харчує одну фазу навантаження.

БПЧ дозволяють одержати на виході частоти**,** тільки менші вхідних**.** У БПЧ відбувається однократне перетворення енергії**.**

7.2. Дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ)

7.2.1. Функціональні схеми ДПЧ

Дволанковий перетворювач частоти на основі АІН містить випрямляч, що згладжує фільтр і АІН (рис. 7.1).

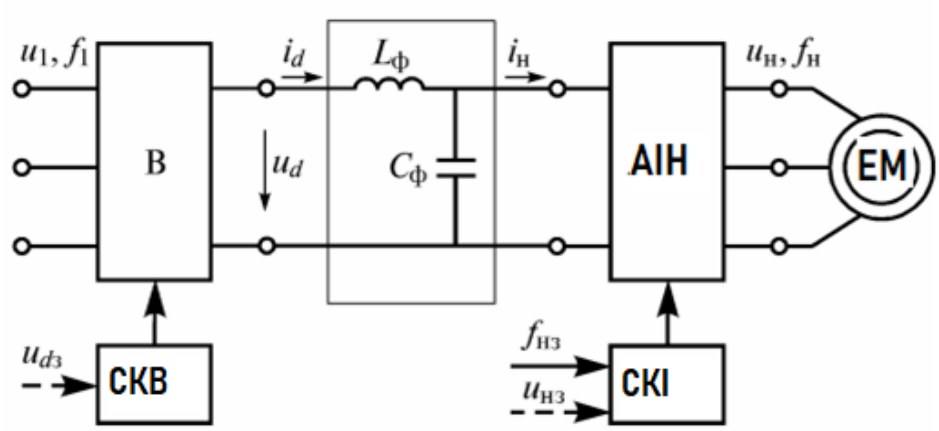


Рис. 7.1 - Функціональна схема дволанкового перетворювача частоти на основі АІН змінного струму, що працює на двигун (В – випрямляч; Ф – фільтр; АІН – автономний інвертор напруги; ЕМ – електрична машина; СКВ, СКІ – системи керування випрямлячем і автономним інвертором. Штриховою лінією показані впливи й зв'язку, які можуть бути відсутні)

Що згладжує фільтр звичайно являє собою Г-Образний Lc-*Фільтр*. Випрямляч може бути керованим і некерованим, якщо функції регулювання напруги покладають на АІН. Якщо потрібна рекуперація енергії в живильну мережу, то випрямляч перетворюється у двокомплектний реверсивний перетворювач, що забезпечує двосторонній енергообмін. Рекуперація енергії в живильну мережу можлива також, якщо замість тиристорного двокомплектного реверсивного перетворювача включити другий АІН, який використовується як оборотний перетворювач напруги.

Регулювання напруги на виході ПЧ на основі АІН може здійснюватися як за допомогою керованого випрямляча**,** так і за допомогою АІН з імпульсною модуляцією**.** З імпульсних методів регулювання вихідної напруги найбільше поширення одержали широтно-імпульсне регулювання (ШІР) і широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Частота модуляції повинна бути хоча б на порядок вище, чим найбільша частота вихідної напруги. Частота вихідної напруги задається системою керування.

Дволанковий перетворювач частоти на основі АІТ містить керований випрямляч, індуктивний, що згладжує фільтр і АІТ (рис. 6.2).

Керування амплітудою вихідного струму здійснюється за допомогою керованого випрямляча, керування частотою вихідного струму − частотою подачі керуючих імпульсів на тиристори автономного інвертора.

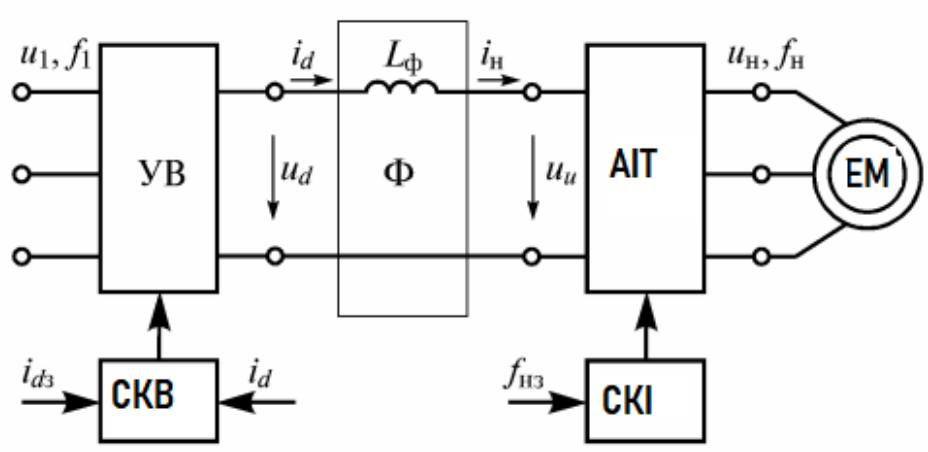


Рис. 7.2 - Функціональна схема дволанкового перетворювача частоти на основі АІТ змінного струму, що працює на двигун (УВ – керований випрямляч; Ф – фільтр; АІТ – автономний інвертор струму; ЕМ – електрична машина; СКВ, СКІ – системи керування випрямлячем і автономним інвертором)

7.2.2. ДПЧ на основі керованого випрямляча й АІН

На рис. 7.3 наведена схема дволанкового перетворювача частоти для живлення асинхронного двигуна. Він складається з керованого випрямляча (В), автономного інвертора (АІН) фільтра, що згладжує (СФ) і блоку гальмового резистора (БГР), застосовуваного при гальмуванні.

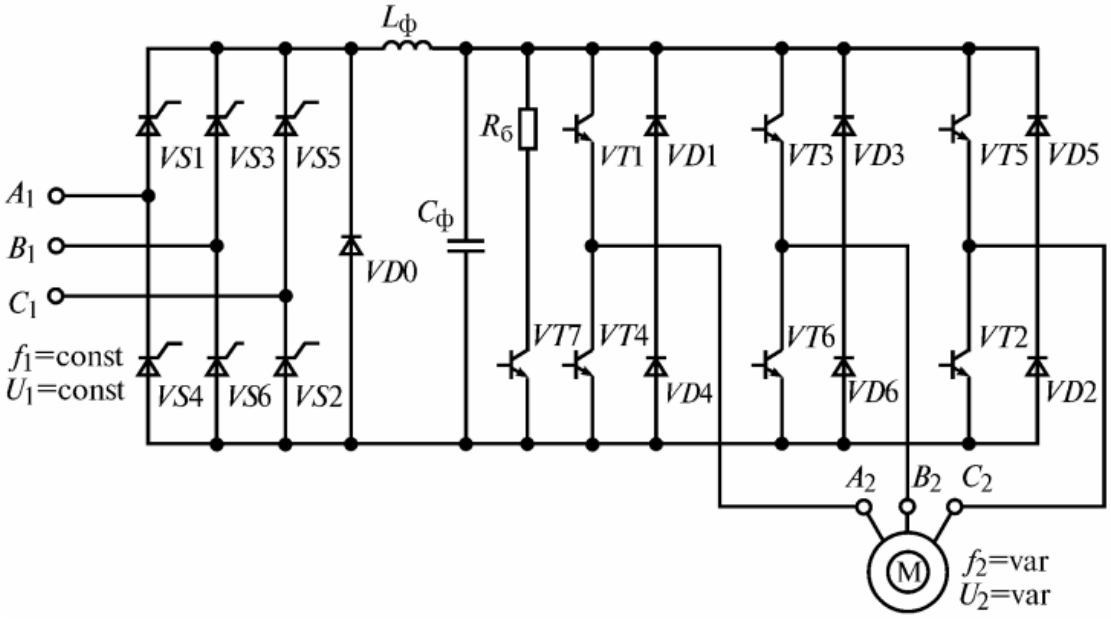


Рис. 7.3 - Дволанковий транзисторний перетворювач частоти, що забезпечує регулювання швидкості й гальмування асинхронного двигуна

Керований випрямляч виконаний на тиристорах *VS*1 − *VS*6, автономний інвертор на транзисторах *VT*1 − *VT*6. Фільтр $L_ф C_ф$ служить для згладжування

напруги випрямляча. Діоди *VD*1 − *VD*6 служать для пропущення струму при вимиканні транзисторів. Одночасно вони відіграють роль зворотного випрямляча при гальмуванні двигуна. Регулювання напруги на виході ПЧ здійснюється за допомогою керованого випрямляча. Діод *VD*0 ставиться для підвищення коефіцієнта потужності випрямляча при глибокому регулюванні.

Гальмування забезпечується шляхом включення паралельно конденсатору фільтра ланцюги**, що** містить гальмовий резистор $\boldsymbol{R}_б$ і транзистор ***V*T7**. Якщо напруга на конденсаторі перевищує задане значення, транзистор *V*T7 включається й енергія, передана від електричної машини, розсіюється в гальмовому резисторі. При цьому випрямляч на вході ПЧ виконується однокомплектним.

Недоліки даного ПЧ – неможливість рекуперації енергії в мережу при гальмуванні, погіршення коефіцієнта потужності при регулюванні, більший зміст гармонік у вихідній напрузі й наявність двох систем керування перетворювачами.

Якщо випрямляч на вході ПЧ виконати двокомплектним, то стає можливим рекуперативне гальмування.

У цей час ця схема є застарілою.

7.2.3. ДПЧ на основі некерованого випрямляча й АІН із ШІМ

На рис. 7.4 наведена схема дволанкового перетворювача частоти для живлення асинхронного двигуна. Він складається з некерованого випрямляча (В), автономного інвертора (АІН) фільтра, що згладжує (СФ) і блоку гальмового резистора (БТР), застосовуваного при гальмуванні.

Некерований випрямляч виконаний на діодах *VD*7 − *VD*12, автономний інвертор на транзисторах *V*T1 − *V*T6, шунтуючих діодами *VD*1 − *VD*6. Діоди служать для пропущення струму при вимиканні транзисторів. Одночасно вони відіграють роль зворотного випрямляча при гальмуванні двигуна. Фільтр LфCф служить для згладжування напруги випрямляча. За рахунок застосування ШІМ здійснюється регулювання напруги на виході ПЧ і наближення його форми до синусоїдальної.

Гальмування забезпечується перекладом АІН у режим керованого випрямляча напруги, що забезпечує підвищення напруги на конденсаторі фільтра, незважаючи на зменшення швидкості обертання двигуна.

Роль фазних індуктивностей при цьому виконують індуктивності розсіювання фаз двигуна. При перевищенні напругою на конденсаторі заданого значення транзистор VT7 включається й енергія, передана від електричної машини, розсіюється в гальмовому резисторі

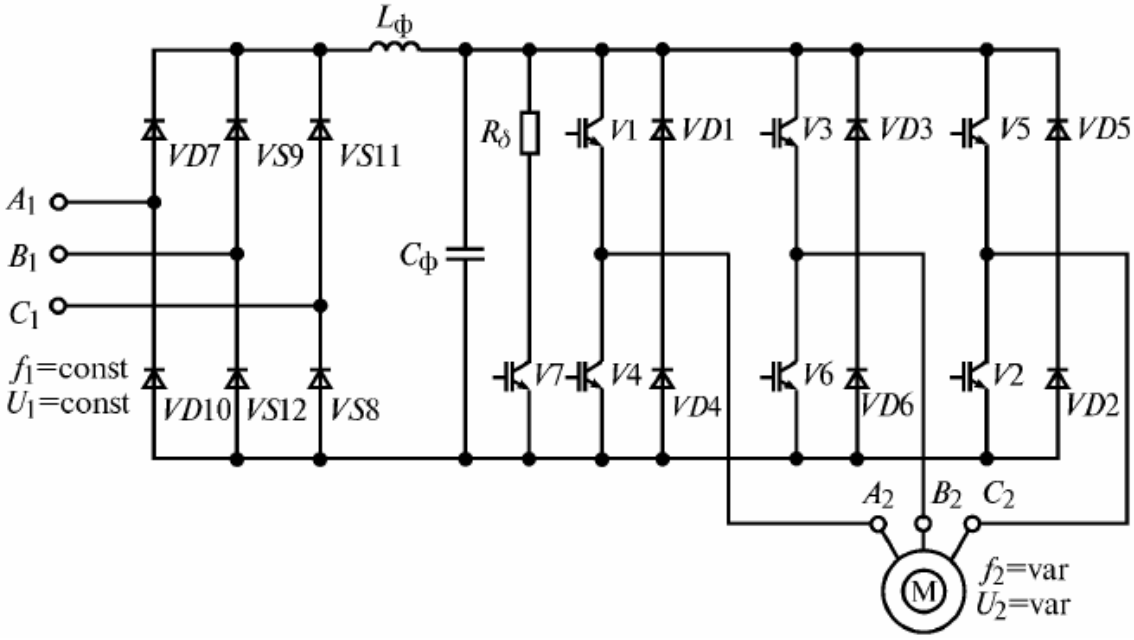


Рис. 7.4 - Дволанковий транзисторний перетворювач частоти із ШІМ, що забезпечує регулювання швидкості й гальмування асинхронного двигуна

Описане гальмування одержало в літературі назва інверторного гальмування**,** хоча очевидно, що при цьому гальмуванні не відбувається інвертування. Термін динамічне гальмування є в системах з асинхронними двигунами зайнятим, тому що під ним розуміється пропущення постійного струму через обмотки двигуна.

У цей час у таких ПЧ звичайно застосовуються силові модулі, що містять один або кілька ключів, виконаних на БТІЗ шунтованих діодами.

Недолік такого ПЧ – неможливість рекуперації енергії в мережу при гальмуванні. У цей час ця схема найбільш перспективна в електроприводах з рідкими гальмуваннями**.**

7.2.4. Рекуперуючий ДПЧ на основі ОПН

Для забезпечення рекуперації енергії у дволанковому ПЧ на основі АІН на вході можна включити додатковий комплект тиристорів, що працює в інверторному режимі. Однак на комплект, що інвертує, вентилів необхідно подавати підвищену напругу за допомогою додаткового трансформатора, або не допускати роботу випрямляча з кутом меншим α_{min}.

На рис. 7.5 наведена схема ДПЧ, що забезпечує передачу енергії в обох напрямках – від живильної мережі до двигуна й від електричної машини в генераторному режимі в мережу. Такі ДПЧ одержали назву чотириквадрантних, тому що їхні зовнішні характеристики розташовані у всіх квадрантах.

Схема містить два оборотні перетворювачі напруги (ОПН). ОПН1 на стороні мережі в основному працює у випрямному режимі, коли енергія з

мережі через другий ОПН, що працює в інверторному режимі, передається до двигуна. При гальмуванні ОПН2, підключений до двигуна переходить у випрямний режим, а ОПН1, підключений до мережі, в інверторний режим. При цьому відбувається рекуперація енергії в мережу. Якщо задати схемі керування на вході cosφ = ± 1, то у всіх режимах при регулюванні й гальмуванні двигуна з мережі буде споживатися або в мережу буде віддаватися практично тільки активна потужність, а струм буде практично синусоїдален, що визначає мінімальний шкідливий вплив на живильну мережу. Ці перетворювачі на сьогоднішній день є самими близьким до ідеальних**.**

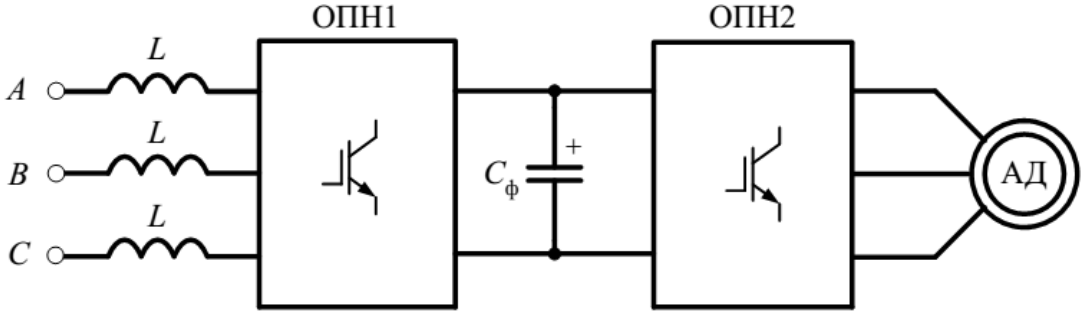


Рис. 7.5 -Схема рекуперуючого ДПЧ

На рис. 7.6 наведена функціональна схема рекуперуючого ДПЧ із регульованим коефіцієнтом потужності.

У схемі є наступні елементи: ОПН1, підключений до мережі, ОПН2, підключений до двигуна, датчики струму й напруги ДТ1 і ДН1 на стороні мережі й ДТ2 і ДН2 на стороні постійної напруги. Необхідна потужність на стороні постійного струму визначається виміром середніх значень *Ud* і *Id*, а потім і потужності *Pd* за допомогою обчислювача ВМ, куди надходять сигнали із ДН2 і ДТ2 через фільтр Ф. За діючим значенням напруги мережі U_1, певному за допомогою обчислювача напруги ВН, і з урахуванням заданого кута φ_1 визначається струм $I_{1зад}$, що забезпечує задану потужність. Блок ФСН формує синусоїдальну напругу, що повторює напругу мережі, а блок «φ_1» формує задану синусоїду з урахуванням фазового зрушення φ_1. У блоці «ЗАД i_1» формується задана синусоїда струму. У модуляторі М вона рівняється із сигналом датчика струму ДТ1 i_1, і формуються керуючі імпульси, які через підсилювач потужності надходять на транзистори. Блок НТ визначає напрямок струму (випрямний або інверторний режим). Блок вибору режиму ВР відповідно до сигналу від НТ задає кут φ_1.

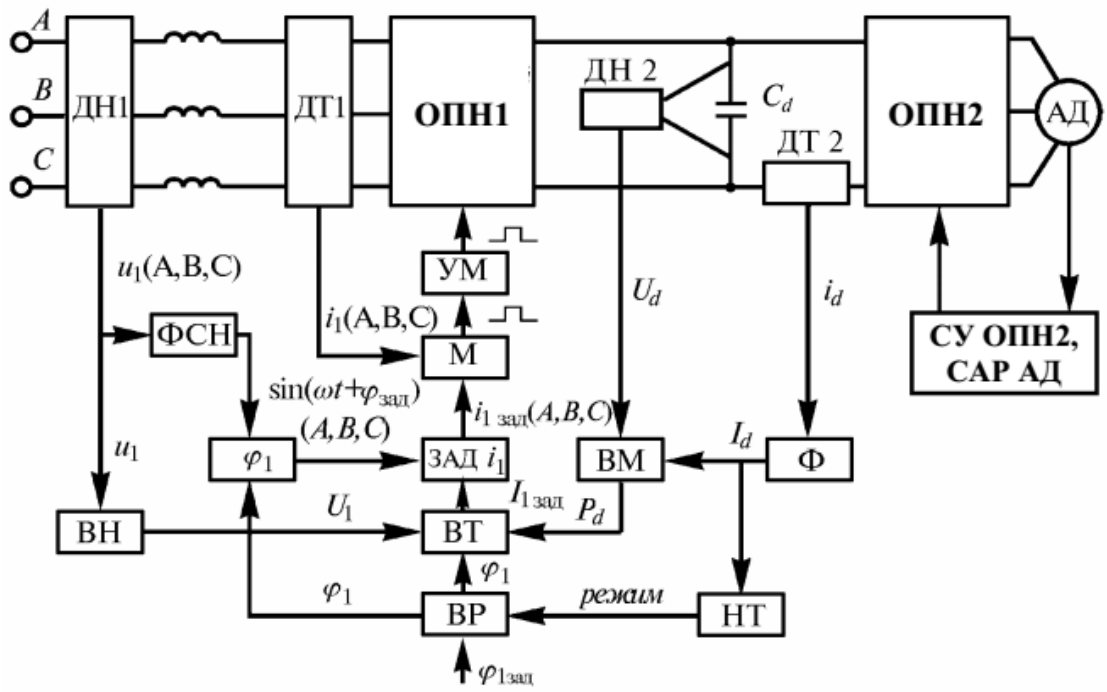


Рис. 7.6 - Функціональна схема рекуперуючого ДПЧ із регульованим коефіцієнтом потужності

Переваги дволанкового рекуперуючого ПЧ**:** незалежність вихідної частоти від вхідний, можливість одержання високого коефіцієнта потужності на стороні мережі.

7.2.5. Рекуперуючі ДПЧ на основі інверторів струму

На рис. 7.7 наведена схема дволанкового перетворювача частоти для живлення асинхронного двигуна, виконаного на базі АІТ. Автономний інвертор струму, перетворює постійний струм, що подавалася на його вхід, у пропорційний по величині змінний струм. Режим джерела струму на вході забезпечується за рахунок великої індуктивності *L* і застосування струмостабілізуючого зворотного зв'язка, що підтримує задане значення струму $I_{dз}$. АІТ виконаний за схемою з діодами, що відтинають.

Рекуперація енергії при гальмуванні в АІТ можлива при збереженні напрямку струму за рахунок зрушення струмів і напруг, тобто перекладом АІТ у режим випрямлення за рахунок зрушення керуючих імпульсів відносно фазних ЕРС електричної машини. Енергія, передана від електричної машини на сторону постійного струму, повинна бути далі передана в мережу змінного струму. Для цього керований випрямляч на вході ПЧ повинен бути переведений в інверторний режим. При цьому зберігається напрямок струму й не потрібна установка додаткового комплекту вентилів. Схема застосовується у двигунах досить великої потужності. Недоліками схеми є її не дуже гарні характеристики, тому вона не є перспективною.

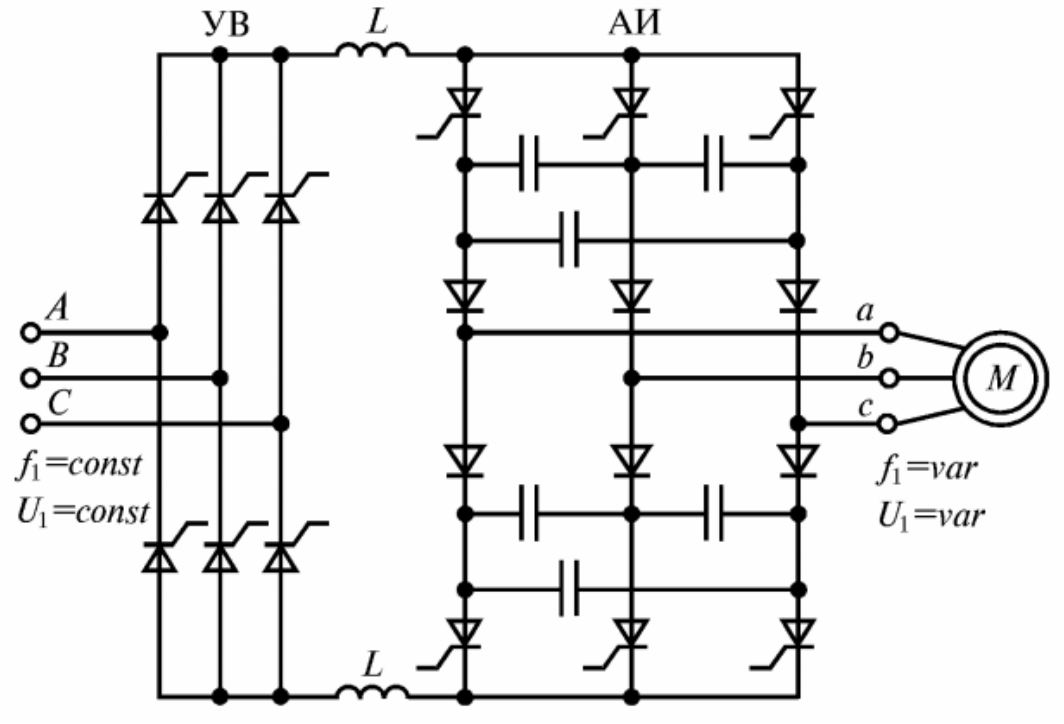


Рис. 7.7 - ДПЧ на основі АІТ з діодами, що відтинають

Поява тиристорів, що защіпаються, дозволило поліпшити характеристики ДПЧ на основі АІТ. На рис. 7.8 наведена схема ДПЧ на основі АІТ, виконаного на тиристорах, що защіпаються.

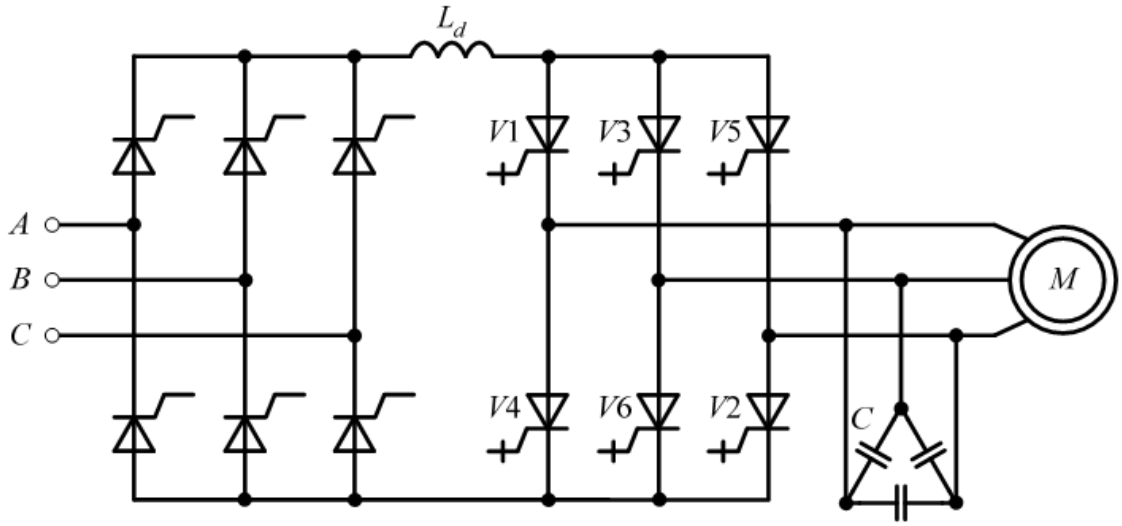


Рис. 7.8 -ДПЧ на основі АІТ, виконаного на тиристорах, що защіпаються

Формування вихідного струму здійснюється спільно керованим випрямлячем і автономним інвертором струму. На рис. 7.9 показана тимчасова діаграма, що відбиває моменти включеного й виключеного станів тиристора *V*1. На ділянці відповідним до зони 2, ключ *V*1 включений постійно, і струм дроселя, що згладжує, безупинно надходить у фазу А двигуна. Для формування струму в зонах 1 і 3 необхідно відповідним чином перемикати тиристори. Для забезпечення наростання й спадання струму

(зони 1 і 3 на рис. 7.9) звичайно використовується два методи – трапецеїдальний і метод вибіркового виключення гармонік. При використанні першого методу моменти комутації ключів АИТ визначаються по перетинанню лінійно наростаючого сигналу й опорного сигналу пилкоподібної форми наступного з несучою частотою, при другому методі моменти комутації ключів розраховуються заздалегідь виходячи з умови придушення вищих гармонік певного порядку (5 і 7 і т.д.).

У цій схемі поліпшується синусоїдальність струму, що протікає по фазах двигуна. Але зберігаються всі недоліки, що виникають при живленні від мережі керованих випрямлячів струму.

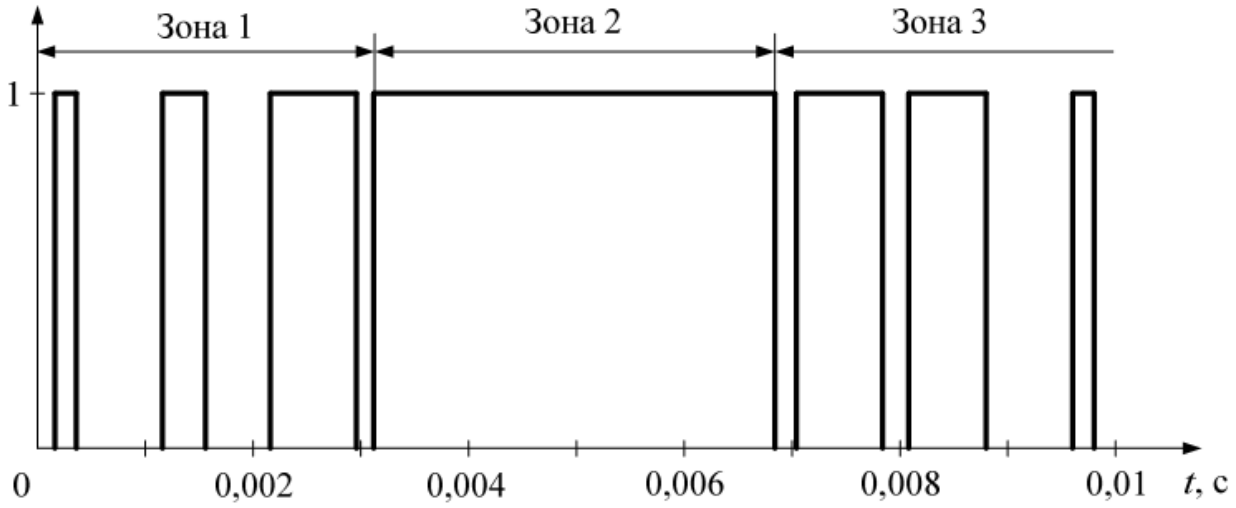


Рис. 7.9 - Тимчасова діаграма сигналів керування ключем *V*1 (вихідна частота АІТ – 50 Гц)

Перетворювачі частоти на основі інверторів токи найбільш застосовні в електроприводі синхронних машин**,** де на виході замість автономного інвертора струму включається інвертор струму**,** ведений електричною машиною. Таким чином, на вході й на виході ПЧ включаються однокомплектні рекуперуючі перетворювачі (ОРП) на тиристорах. При цьому, як видне з рис. 7.10, ведений інвертор повністю аналогічний випрямлячу, підключеному до мережі. Комутація вентилів веденого інвертора здійснюється за рахунок ЕРС електричної машини. При низької швидкості обертання електричної машини ця ЕРС недостатня для комутації вентилів. Тому при пуску комутація здійснюється шляхом переривання струму в ланцюзі постійного струму включенням і запиранням випрямляча.

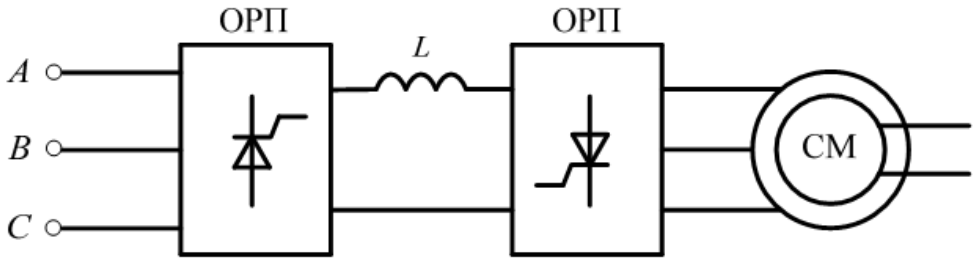


Рис. 7.10 - Дволанковий перетворювач частоти на основі ведених перетворювачів

7.3. Безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ)

7.3.1. Принцип дії БПЧ

У БПЧ напругу мережі подається безпосередньо на двигун через керовані вентилі. Кожна фаза БПЧ виконується на основі реверсивного двокомплектного перетворювача з роздільним або спільним керуванням комплектами.

На рис. 7.11, а наведена схема трьохфазно-однофазного БПЧ, виконаного на основі трифазних нульових схем, що перетворить трифазну напругу мережі частотою 50 Гц в однофазне з регульованою частотою. При перемиканні комплектів У и Н на виході формується двополярна напруга. Можливі два закони керування - прямокутний і синусоїдальний. При прямокутнім керуванні протягом півхвилі струму на один комплект подаються керуючі імпульси з кутом керування (кутом затримки) $\alpha = \text{const}$ поки цей комплект працює у випрямному режимі, а потім з кутом керування (кутом випередження) $\beta = \alpha$, коли для зниження струму необхідний перехід в інверторний режим (рис. 7.11, б). Після безструмової паузи аналогічно подаються керуючі імпульси на другий комплект.

При синусоїдальнім керуванні кут керування α безупинно міняється так, щоб гладка складова вихідної напруги змінювалася за синусоїдальним законом (рис. 7.11, в).

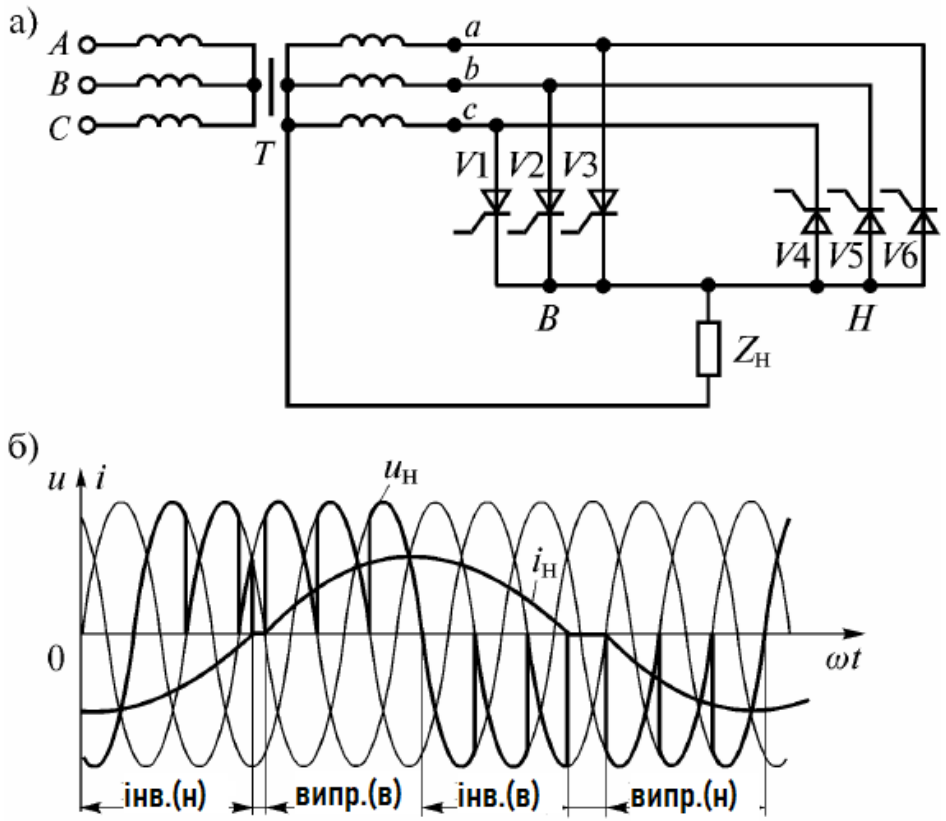


Рис. 7.11 -Схема трьохфазно-однофазного БПЧ (а), діаграми напруги й струму навантаження при прямокутнім керуванні (б) і діаграми напруги на навантаженні при синусоїдальнім керуванні (в)

Схема тьофазно-трифазного БПЧ, виконаного на основі трифазних мостових схем наведена на рис. 7.12. Ця схема вимагає поділи фаз навантаження.

7.3.2. Розрахунки ідеалізованого БПЧ

Досить точний розрахунки БПЧ викликає більші труднощі. Справа в тому, що якщо частота мережі й вихідна частота не кратні, то в схемі взагалі не наступає режим, що встановився, – крива вихідної напруги увесь час вирізьблюється з різних ділянок вхідного.

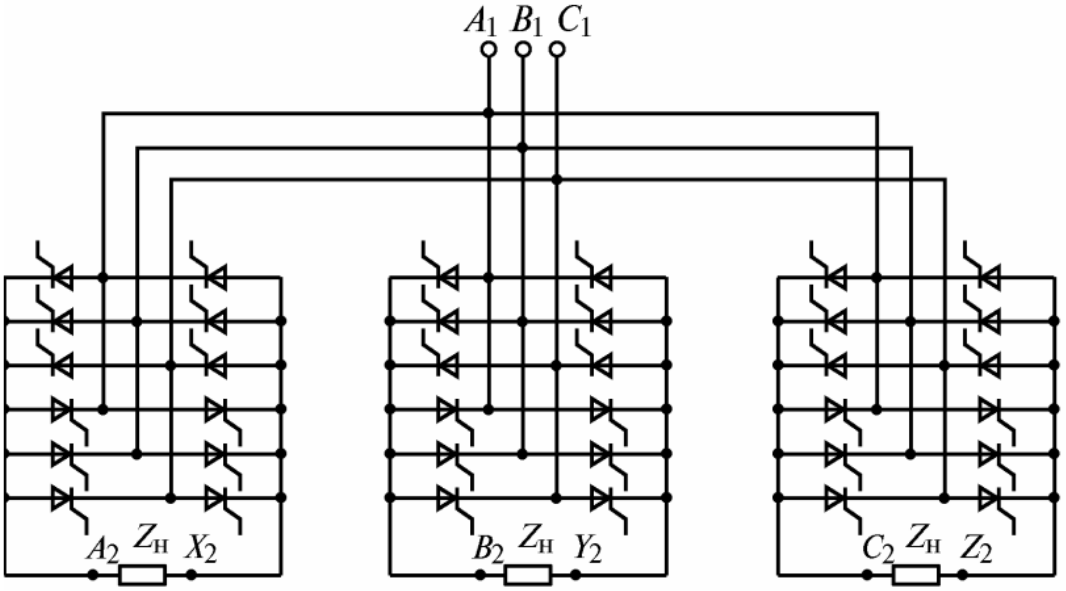


Рис. 7.12 - Схема трьохфазно-трифазного БПЧ

Тому, при розрахунках ідеалізованого БПЧ доводиться ухвалювати набагато більш сильні допущення, чому при розрахунках інших перетворювачів.

Крім звичайних допущень про ідеальність вентилів і трансформатора, ухвалюється допущення про нескінченну пульсності. Тобто ухвалюється, що вихідна напруга формується з нескінченного числа фаз ($m_ф \to \infty$). Нехай на рис. 7.11 пульсність m не рівна 3, а число фаз $m_ф \to \infty$. У випрямлячі з нескінченної пульсністю вихідна напруга постійна, не має пульсацій і зображується горизонтальної прямій.

Відповідно до теорії випрямлена напруга ідеального некерованого випрямляча для нульової схеми:

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}, \tag{7.1}$$

а для мостової:

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_{2л} \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}, \tag{7.2}$$

де U_2 і $U2л$ − фазне й лінійне вторинні напруги трансформатора; m − пульсність схем (добуток числа фаз на число півперіодів, що випрямлюються).

Якщо вихідна напруга ідеального БПЧ буде «вирізатися» із цієї напруги, то його максимальна амплітуда (максимальна амплітуда напруги на навантаженні)

$$U_{н0m.max} = U_{d0}. \tag{7.3}$$

Надалі розглядаємо синусоїдальне керування й застосовуємо метод основної гармоніки.

При синусоїдальнім керуванні й синусоїдальній формі максимальне діюче значення 1-й гармоніки напруги на навантаженні

$$U_{\text{н0(1)max}} = \frac{U_{\text{н0}m.\text{max}}}{\sqrt{2}}. \quad (7.4)$$

Однак, ця максимальна напруга може бути отримане, якщо при зміні α досягається αmin = 0. Але це неможливо, тому що в інверторному режимі при цьому повинне бути β = 0. Тому αmin > 0.

Діюче значення першої гармоніки напруги на навантаженні

$$U_{\text{н0(1)}} = \mu U_{\text{н0(1)max}}. \quad (7.5)$$

де μ − глибина регулювання.

Тоді

$$\mu_{\max} = \frac{U_{\text{н0(1)}}}{U_{\text{н0(1)max}}} = \cos\alpha_{\min}. \quad (7.6)$$

У реверсивному перетворювачі мінімальне значення кута керування αmin = 18...25º. Тому μmax = 0,9...0,95. З урахуванням (7.1, 7.2) діюче значення першої гармоніки напруги на навантаженні в БПЧ, виконаних по нульових схемах:

$$U_{\text{н0(1)}} = \frac{\mu U_2 \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}, \quad (7.7)$$

а в БПЧ, виконаних по мостових схемах:

$$U_{\text{н0(1)}} = \frac{\mu U_{2\text{л}} \sin(\pi/m)}{(\pi/m)}. \quad (7.8)$$

Діюче значення першої гармоніки струму навантаження

$$I_{\text{н(1)}} = \frac{U_{\text{н0(1)}}}{Z_{\text{н}}}. \quad (7.9)$$

Визначення діючого й середнього значення вхідного струму i_2 викликає істотні труднощі, воно сильно залежить від ρ (співвідношення частоти мережі ω і вихідної частоти ωн):

$$\rho = \frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}. \quad (7.10)$$

У струмі $i2$ з'являється постійна складова при

$$\rho = 2m_2 k, \quad (7.11)$$

де $m2$ − число фаз на вторинній стороні трансформатора; k = 1, 2, 3 ... .

Найбільш близький до синусоїдального вхідний струм у трехфазно-трехфазному БПЧ. Діюче значення первинного струму $I1$ залежить від глибини регулювання й кута зрушення навантаження ϕн.

$$I_1 = n\rho I_{\text{н(1)}}, \quad (7.12)$$

де n − коефіцієнт трансформації; ρ − коефіцієнт залежний від ϕн і μ.

Для трьохфазно-трифазних БПЧ коефіцієнт ρ змінюється в межах 1...1,27.

При цьому величина ρ росте зі зменшенням глибини регулювання μ і кута зрушення навантаження ϕн. При наближених розрахунках можна ухвалювати, що ρ =1,27.

Розглянемо енергетичні показники БПЧ. У трьофазно-трифазному БПЧ протягом інтервалу повторюваності вихідної напруги активна складова потужності споживається рівномірно, а реактивна складова змінюється.

Коефіцієнт потужності χ навіть при μ = 1 не досягає 1. Найбільше ідеальне значення χ = 0,85 при μ = 1. Залежності коефіцієнта потужності трьофазно-трифазного БПЧ від кута зрушення навантаження ϕн і глибини регулювання μ наведені на рис. 7.13.

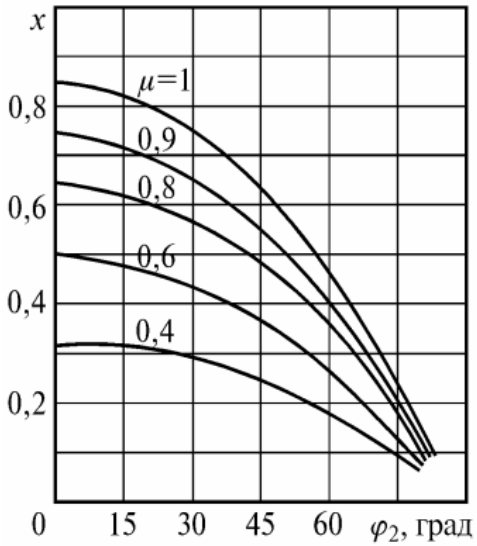


Рис. 7.13 - Залежності коефіцієнта потужності трьохфазно-трифазного БПЧ від кута зрушення навантаження й глибини регулювання при допущенні синусоїдальності вихідної напруги

Струм і особлива напруга на виході БПЧ містять широкий спектр гармонік, точний розрахунки якого досить скрутний. Проте, для асинхронного двигуна нормального виконання погрішності розрахунків по методу основної гармоніки у визначенні первинних струмів і повної потужності не перевищує 5...7% і можуть бути враховані відповідним їхнім збільшенням. Таким чином, метод основної гармоніки дозволяє виконати орієнтовні розрахунки БПЧ із достатньої для практики точністю. Для точних проектних розрахунків, безумовно, доцільне застосування ЕЦВМ.

Переваги БПЧ – однократне перетворення енергії, що дозволяє одержати більш високий ККД, однотипність застосовуваних вентилів.

Недоліки БПЧ − низька гранична частота (25 Гц у БПЧ на основі трифазних бруківок і 15 Гц у БПЧ на основі трифазних нульових схем при

живленні від мережі із частотою 50 Гц), низький коефіцієнт потужності, викликаний безперервним регулюванням кута керування. Останній недолік, погіршуючи енергетичні показники, зводить нанівець переваги, обумовлені однократним перетворенням енергії.

У розглянутих БПЧ застосована природня комутація, тобто така ж, як у керованих випрямлячах, виконаних на тиристорах з неповною керованістю. Перехід на повністю керовані вентилі або застосування пристроїв штучної комутації, як це робиться в автономних інверторах, дозволяє подолати зазначену частотну межу. Однак, такі перетворювачі поки не знайшли поширення.

7.3.3. Матричні перетворювачі

Матричний перетворювач – це універсальний перетворювач електричної енергії, що дозволяє забезпечити будь-які перетворення між двома системами. Зокрема на рис. 7.14, а наведена схема трьохфазно-трифазного матричного перетворювача частоти. Показані на схемі ключі – це повністю керовані симетричні (двонаправлені) ключі (див. рис. 7.14, б). У схемі передбачається можливість приєднання будь-якої фази на виході до будь-якої фази на вході.

Також є можливість закорачування всіх фаз на виході (нульова напруга). Щоб сформувати вихідну напругу потрібної величини потрібно підключитися до фази з найближчим рівнем напруги. Завжди існує два рівні потрібного знака й один нульовий рівень. Таким чином, можливості не менше, чим при звичайної ШІМ. На відміну від БПЧ на тиристорах з неповною керованістю тут можливо одержати частоти, як нижче, так і вище частоти мережі. Перевага схеми, як і всіх БПЧ – однократне перетворення енергії.

Головні труднощі – необхідність переривання струму в індуктивних ланцюгах.

Щоб зберегти режим безперервного струму на вході на рис. 7.14 а показане застосування вхідних *LC*–фільтрів. Можливі й інші розв'язки.

Поки матричні перетворювачі не одержали промислового застосування.

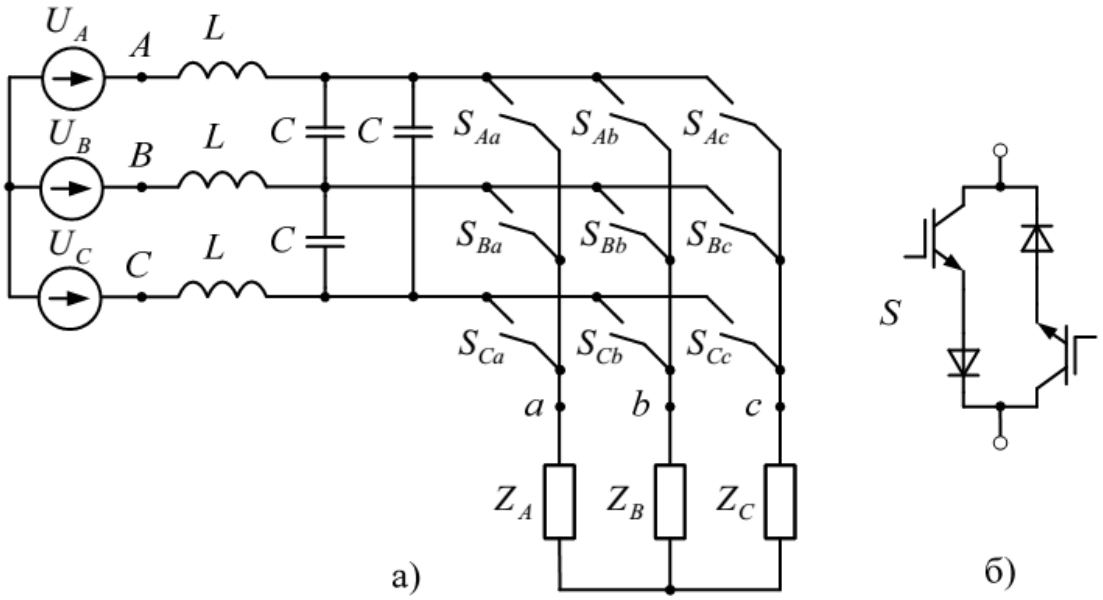


Рис. 7.14 - Схема трехфазно-трифазного матричного перетворювача частоти (а) і схема симетричного двунаправленого ключа (б)

7.4. Контрольні питання

1. Яке призначення ПЧ?
2. Яке побудова ДПЧ?
3. Яке побудова БПЧ?
4. Які функціональні схеми ДПЧ?
5. З яких ланок можуть полягати ДПЧ, виконані на основі АІН?
6. Як регулюється напруга на виході ДПЧ, виконаних на основі АІН?
7. По яких схемах можуть виконуватися рекуперуючі ДПЧ, виконані на основі АІН?
8. Які переваги чотириквадрантного ДПЧ?
9. Як працюють ДПЧ на основі інверторів струму?
10. По яких схемах будуються БПЧ?
11. За якими законами управляються БПЧ?
12. Які допущення, що спрощують, ухвалюються при розрахунках БПЧ?
13. Які переваги й недоліки БПЧ?
14. Як працюють матричні перетворювачі?

ТЕМА 8. ФІЛЬТРИ

8.1. Призначення й класифікація

Фільтри служать для усунення гармонійних складових і виділення основної складової струму (напруги). Фільтри включаються на вході й на виході перетворювачів. Фільтри, виконані тільки на реактивних елементах (індуктивностях і ємностях), називають пасивними. Часто до складу цих фільтрів входять і резистори, що демпфірують коливання, що виникають у високодобротних контурах. У даній главі розглядаються тільки такі фільтри.

Вхідні фільтри служать для зменшення шкідливого впливу перетворювачів на живильну мережу. Крім того, вони захищають перетворювач від електромагнітних перешкод, що передаються з мережі. Їх часто називають мережними фільтрами.

Вихідні фільтри поліпшують форму вихідної напруги перетворювача. Вихідні фільтри, що поліпшують вихідну напругу перетворювачів з виходом на постійному струмі називаються, що згладжують.

Вихідні фільтри, що поліпшують вихідну напругу перетворювачів з виходом на змінному струмі називаються вихідними фільтрами змінного струму або просто вихідними.

8.2. Вхідні фільтри

Ведені перетворювачі споживають із мережі струми, що містять ряд гармонік, кратних частоті мережі. При цьому через спадання напруги від протікання струмів вищих гармонік на внутрішньому опорі мережі *XC* напруга мережі на вході перетворювача *uc* стає несинусоїдальним (рис. 8.1, а).

Відповідно до ДЕРЖСТАНДАРТ 13109-97 несинусоїдальність напруги оцінюється коефіцієнтом викривлення синусоїдальності кривої напруги *KU*

$$K_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{(n)}^2} \Big/ U_{(1)}, \qquad (8.1)$$

де *U*(1) і *U*(*n*) – перша й n-*і* гармоніки напруги мережі.

Як викладалося в темі 6, несинусоїдальність струму визначається коефіцієнтом викривлення струму ν

$$\nu = 1 \Big/ \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{(n)}^2}{I_{(1)}^2}}, \qquad (8.2)$$

де $I_{(1)}$ і $I_{(n)}$ – діюче значення першої й n-*ой* гармонік струму, споживаного з мережі.

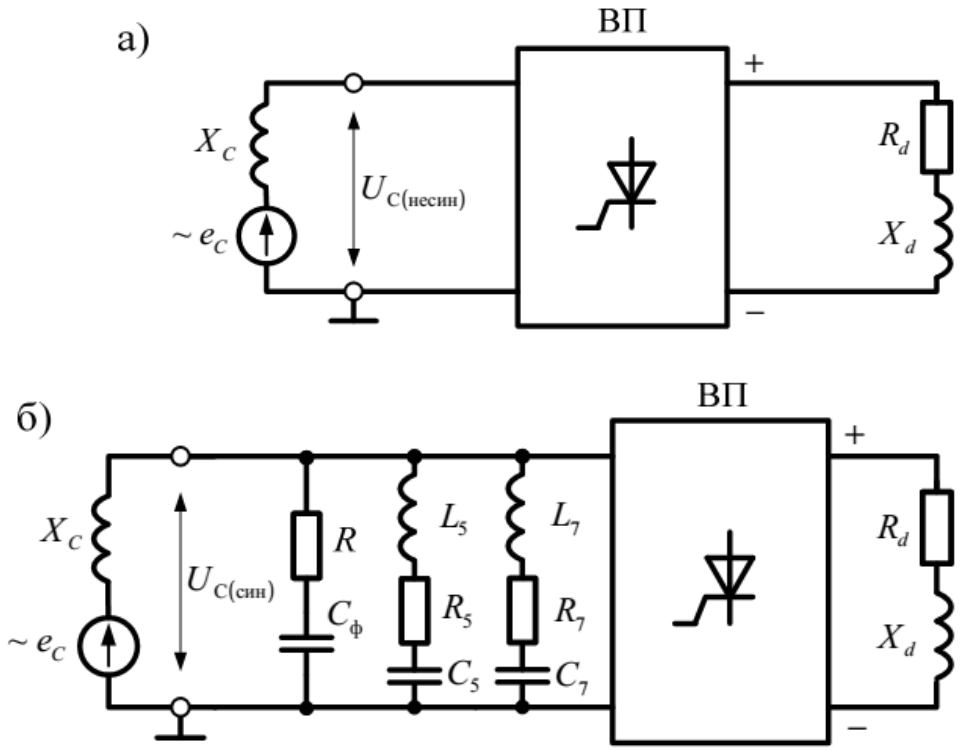


Рис. 8.1 - Схема підключення веденого перетворювача до мережі безпосередньо (а) і через мережний фільтр (б)

Коефіцієнт викривлення струму ν дуже ненаглядна величина, що слабко залежить від змісту гармонік. Набагато наочніше результуючий коефіцієнт гармонік струму *KI*, що розраховується по формулі, аналогічній формулі (8.1)

$$K_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2} \Big/ I_{(1)}. \qquad (8.3)$$

Для боротьби з викривленнями синусоїдальності напруги мережі на вході потужних ведених перетворювачів включають резонансні фільтри, настроєні на гармоніки, найближчі до частоти мережі. Наприклад, у трифазній бруківці на 5-ю й 7-ю. На рис. 8.1, б показане включення резонансних фільтрів. Струми відповідних гармонік замикаються через ці фільтри, що різко зменшує падіння напруг від гармонійних складових струмів на внутрішньому опорі мережі. Крім резонансних фільтрів включають конденсатор $C_ф$, що пропускає всі інші вищі гармоніки. Цей конденсатор і фільтри додатково поліпшують результуючий cosφ споживачів, що живляться від цієї мережі.

Якість резонансного фільтра визначається його добротністю

$$Q = \frac{\sqrt{L_ф / C_ф}}{R_ф}. \qquad (8.4)$$

Чим вище добротність, тем ефективніше його вплив. Однак, при високих добротностях виникають небезпечні коливальні процеси. Тому

добротність вибирають із компромісних міркувань і послідовно з реактивними елементами включають резистори, що демпфірують коливання. На рис. 9.2 наведені осцилограми, що показують, як вплинуло включення мережних фільтрів на вході трифазної мостової схеми.

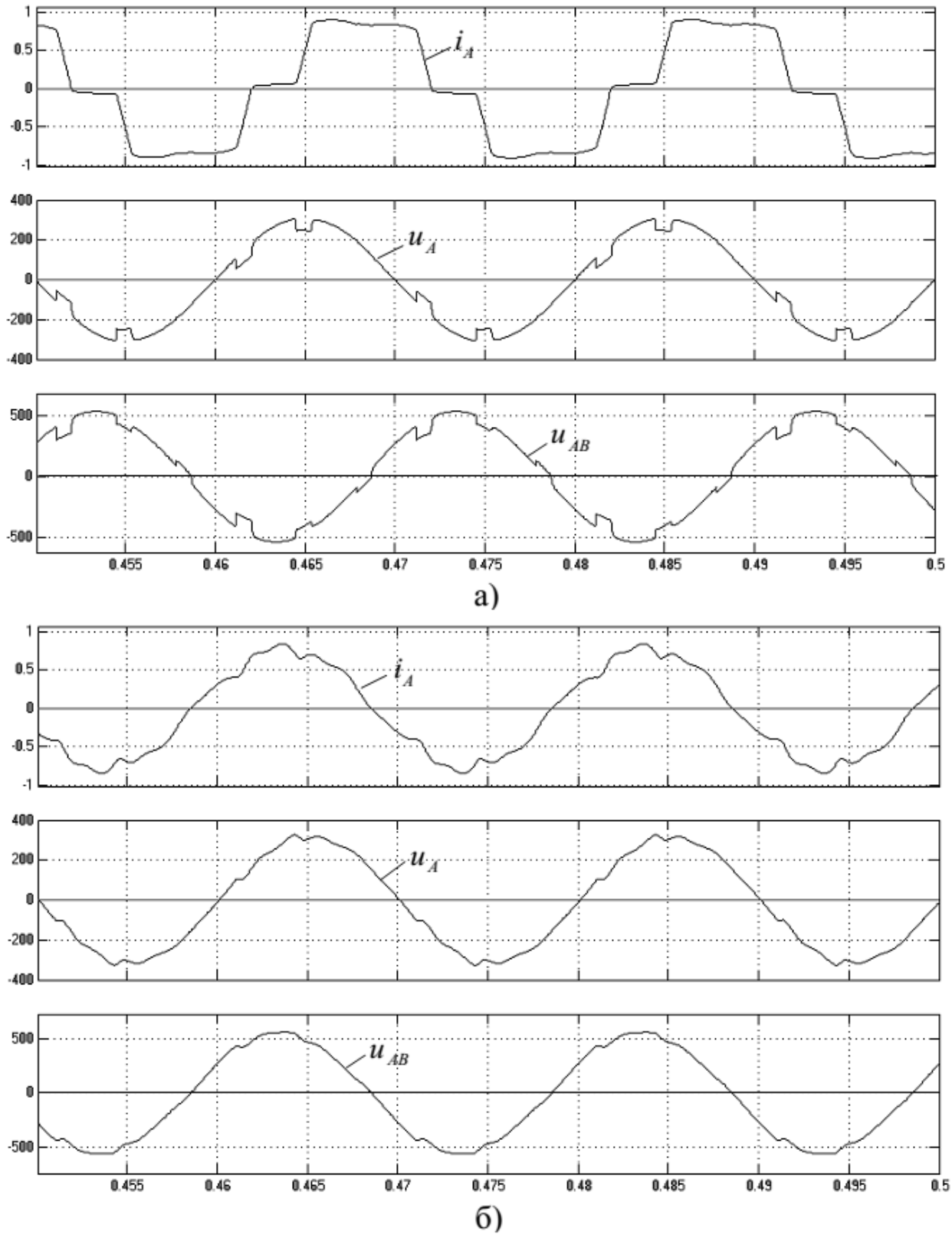


Рис. 8.2 - Осциллограми первинного струму *ia*, фазного *ua* і лінійного *uab* напруг при відсутності (а) і наявності фільтра на вході (б)

У табл. 8.1 наведене порівняння показників якості напруги в мережі й синусоїдальності струму на цих осцилограмах.

Таблиця 8.1

Схема	K_U, %	K_I, %	ν	Осцилограма
Рис. 15.1 а	9,7	22,3	0,975	Рис. 15.2 а
Рис. 15.1 б	3,0	8,4	0,996	Рис. 15.2 б

На вході випрямлячів з коректором коефіцієнта потужності (ККМ), керованих випрямлячів напруги (КВН) і оборотних перетворювачів напруги (ОПН) ставлять ненастроєні фільтри низьких частот. Їхнє завдання – не пропустити в мережу гармоніки високих частот, що виникають. Ці фільтри мають досить складні схеми [47]. Спрощене роботу такого фільтра, включеного на вході ОПН можна зрозуміти з рис. 8.3. Напруга на діагоналі моста *uab* при роботі ОПН має вигляд, наведений на осцилограмі рис. 8.4 а. При відсутності фільтра воно прикладається до індуктивного накопичувача *L* і внутрішньому опору мережі *XC* (див. рис. 8.3, а). Тому сіткова напруга *uc* стає несинусоїдальним (див. рис. 8.4, а). При включенні фільтра $L_ф C_ф$ (див. рис. 8.3, б) сіткова напруга *uc* стає синусоїдальним (див. рис. 8.4, б), тому що струми вищих гармонік замикаються через конденсатор, а індуктивність утрудняє їхнє проходження в мережу.

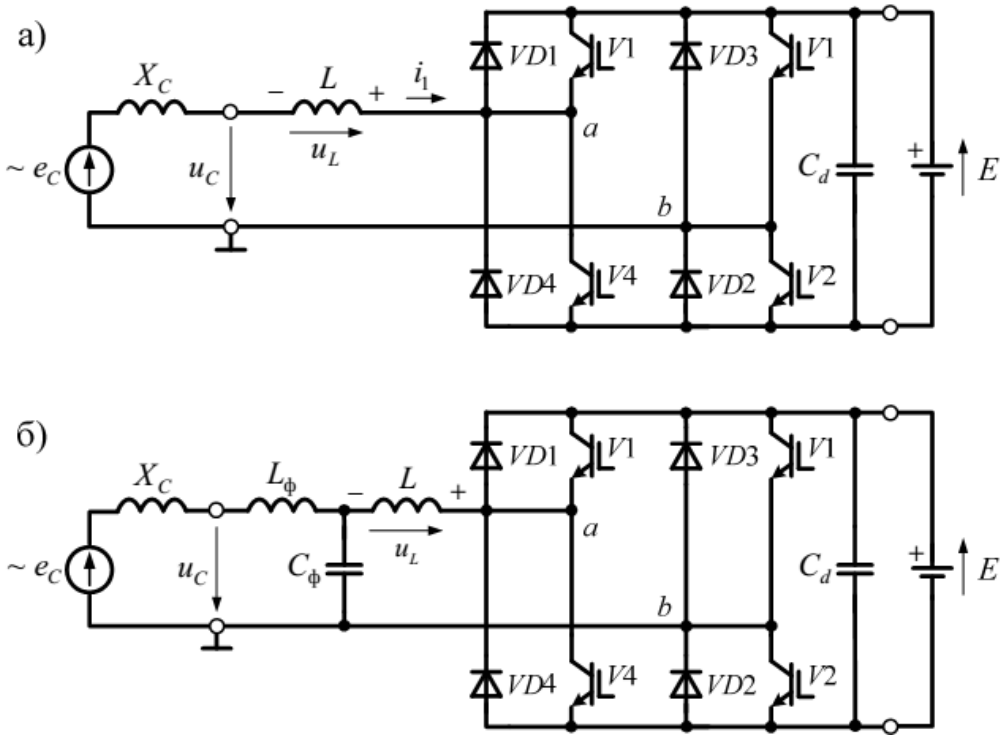
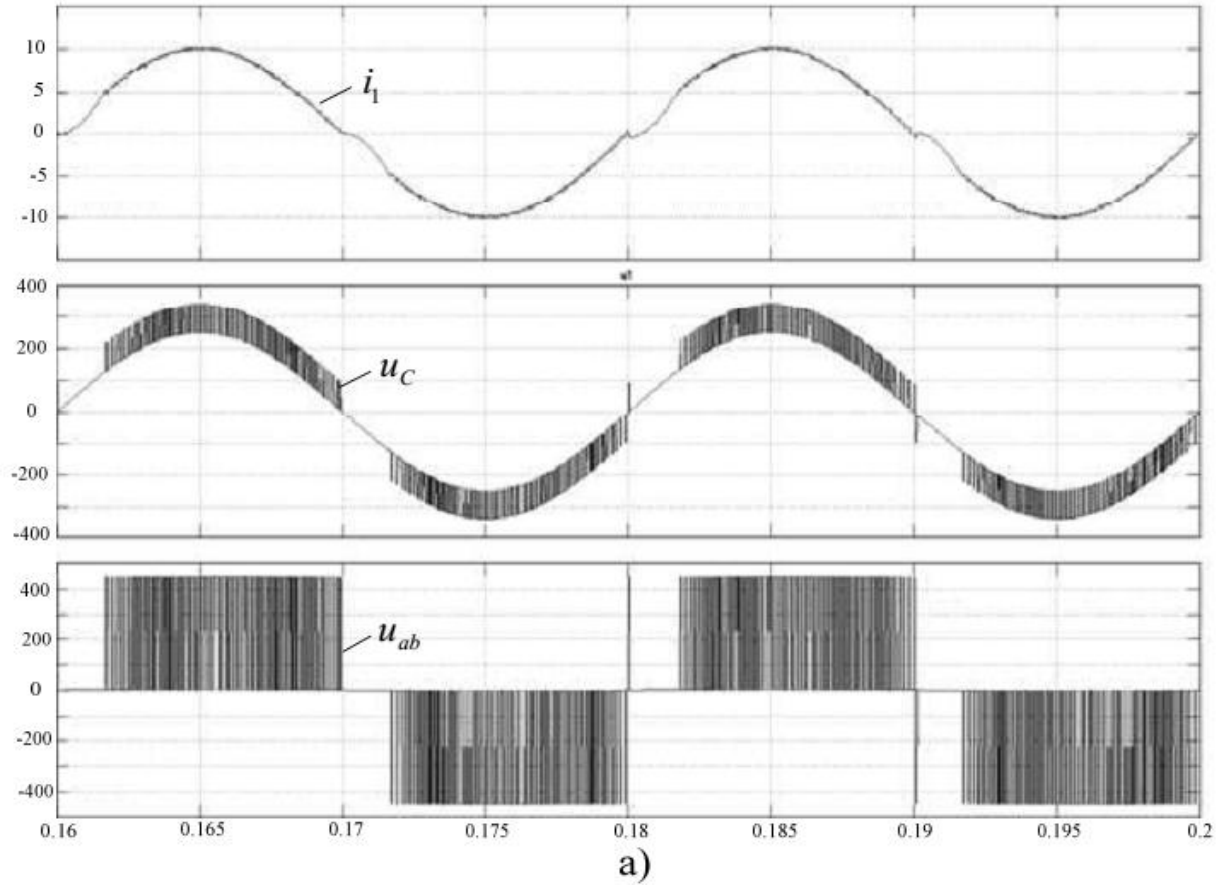
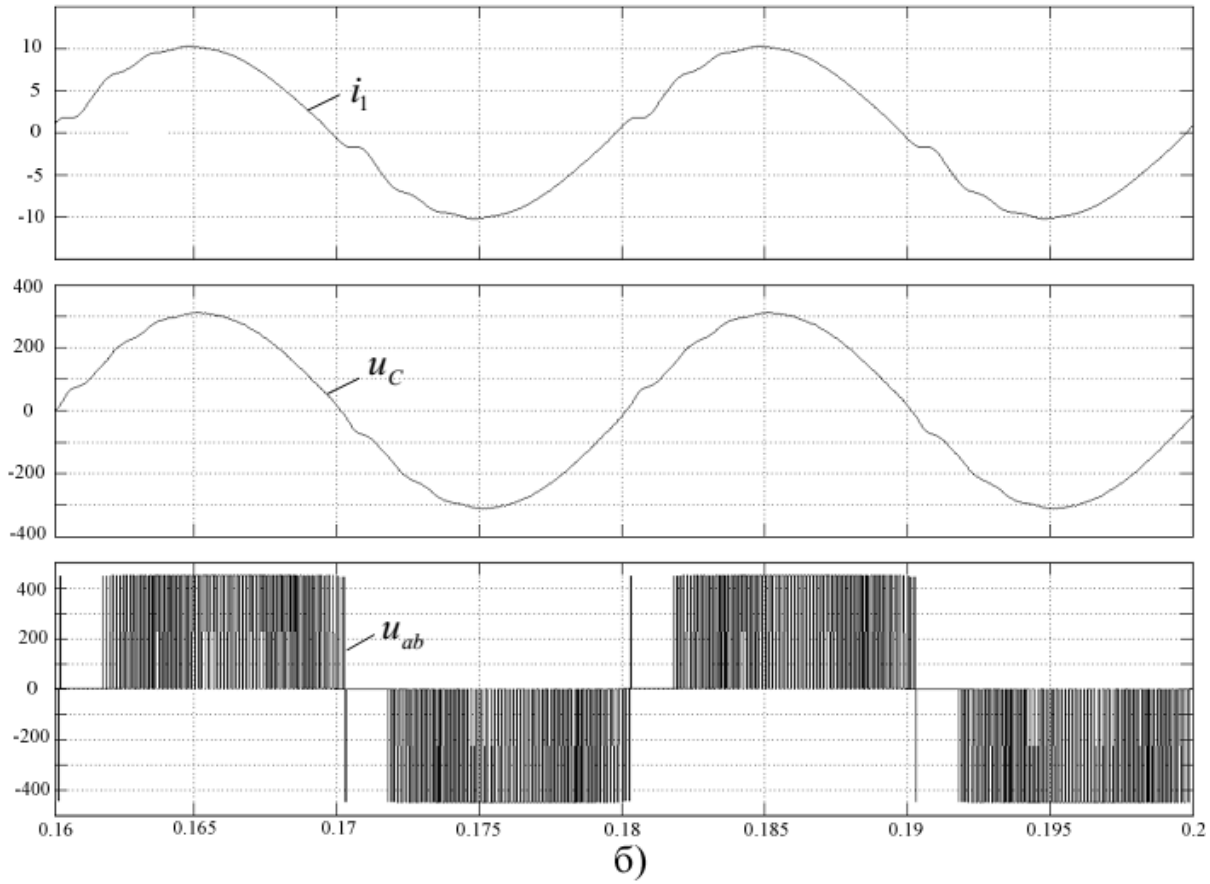


Рис. 8.3 - Схема підключення ОПН до мережі безпосередньо (а) і через мережний фільтр (б)



а)



б)

Рис. 8.4 - Осцилограми струму i_1, споживаного з мережі ОПН із несиметричним керуванням, напруги мережі *uc* і напруги на діагоналі моста ОПН *uab* без фільтра (а) і з фільтром (б)

У табл. 8.2 наведене порівняння показників якості напруги в мережі й синусоідальності струму на цих осцилограмах.

Таблиця 8.2

Схема	KU, %	K1, %	Осцилограма
Рис. 8.3 а	18	6	Рис. 8.4 а
Рис. 8.3 б	2	5	Рис. 8.4 б

Таким чином, мережні фільтри можуть суттєво поліпшити якість напруги в мережі й одночасно зменшують проникнення перешкод з мережі до споживача.

8.3. Фільтри, що згладжують

Вихідні фільтри, застосовувані для поліпшення якості постійної напруги, називаються, що згладжують. фільтри, що згладжують, бувають ємнісні, індуктивні, Г-образні й ін.

Ємнісної фільтр

Схема включення ємнісного фільтра показане на рис. 8.5, а. На рис. 8.6 показаний перехідний процес наростання напруги на виході випрямляча при наявності ємнісного фільтра. У момент включення конденсатор створює коротке замикання й перший імпульс струму досить великий. Вентилі відмикаються в моменти, коли ЕРС на вторинних обмотках перевищує напруга на конденсаторі, і защіпаються в моменти, коли ЕРС на вторинних обмотках знижуються нижче напруги на конденсаторі. Випрямляч працює в режимі переривчастого струму. Під час перехідного процесу струм поступово зменшується, разом з ним зменшується кут провідності вентилів λ.

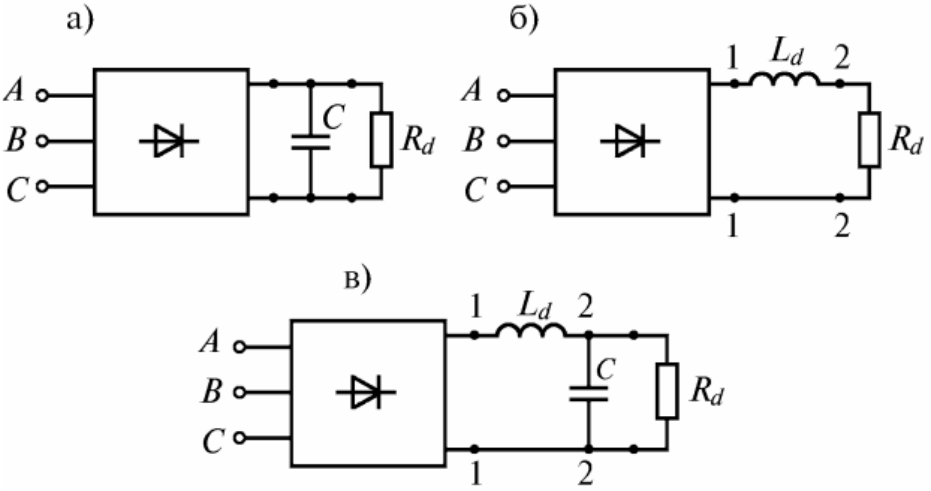


Рис. 8.5 - Схеми приєднання фільтрів, що згладжують, до випрямлячів: ємнісного (а), індуктивного (б), Г-образного (в)

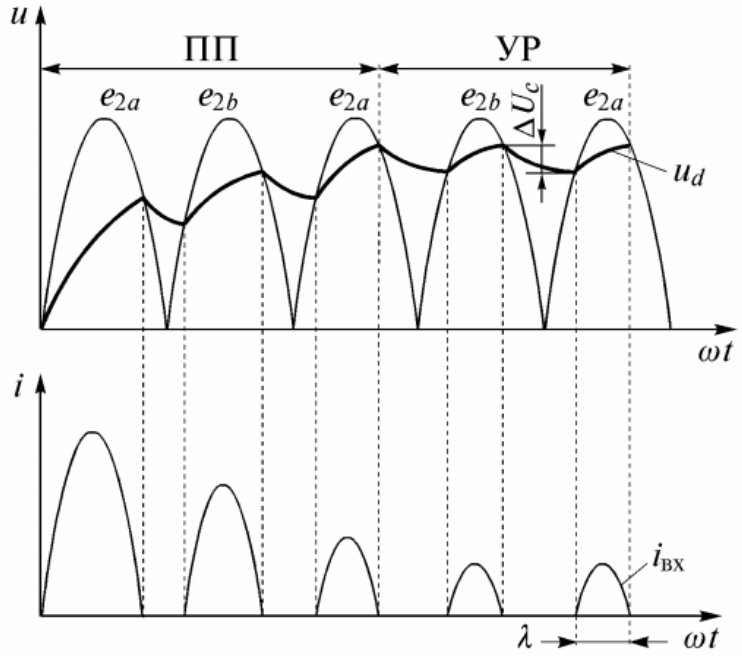


Рис. 8.6 - Тимчасові діаграми струмів і напруг в однофазній мостовій схемі, що працює на ємнісній фільтр (ПП – перехідний процес; УР – режим, що встановився)

Виконаємо наближений розрахунки фільтра. У режимі, що встановився, кут провідності вентилів λ досить малий, відповідно малі коливання напруги на конденсаторі. Тому що майже весь період частоти пульсацій вентилі замкнені, те можна вважати, що струм розряду конденсатора дорівнює току навантаження

$$i_c = I_d = U_d / R_d . \tag{8.5}$$

Зміна напруги на конденсаторі при його розряді з урахуванням (8.5)

$$\Delta U_c = \frac{1}{C}\int_0^{T_n} i_c dt = \frac{I_d T_n}{C}, \tag{8.6}$$

де *T*п – період пульсацій.

$$T_n = \frac{1}{mf}. \tag{8.7}$$

Коефіцієнт пульсацій q – це відношення амплітуди першої гармоніки пульсацій до середнього значення випрямленої напруги. Тому що до конденсатора прикладена випрямлена напруга, те можна записати

$$q = \frac{U_{(1)m}}{U_d} = \frac{U_{c(1)m}}{U_d}. \tag{8.8}$$

Приблизно можна прийняти, що

$$U_{c(1)m} = \Delta U_c / 2. \tag{8.9}$$

Тоді з урахуванням (9.6 – 9.9)

$$q = \frac{I_d}{2mfCU_d} = \frac{1}{2mfCR_d}. \tag{8.10}$$

Звідси необхідна ємність фільтра для одержання заданого коефіцієнта пульсацій

$$C = \frac{1}{2mfqR_d}. \tag{8.11}$$

Як показують уточнені розрахунки, ємність, розрахована по формулі (8.11), трохи завищена, тобто отриманий коефіцієнт пульсацій буде краще заданого.

Необхідна ємність росте зі зменшенням опору навантаження.

Недоліки фільтра − початковий кидок струму при включенні, тяжкі умови роботи вентилів випрямляча й шкідливий вплив на живильну мережу через малий кут провідності вентилів.

Перевага фільтра – його простота.

Для зменшення початкового кидка струму застосовується попередній заряд конденсатора через зарядний резистор.

Основне застосування ємнісних фільтрів – випрямлячі невеликої потужності.

При застосуванні пристроїв попереднього заряду й включенні на вході випрямляча струмообмежуючих реакторів вони можуть застосовуватися при досить більших потужностях, наприклад, на виході першої ланки дволанкового перетворювача частоти.

Індуктивний фільтр

Включення індуктивного фільтра показане на рис. 8.5, б. Коефіцієнт згладжування фільтра – це відношення коефіцієнта пульсацій на вході фільтра й коефіцієнта пульсацій на виході фільтра:

$$s = \frac{q_1}{q_2}, \tag{8.12}$$

$$s = \frac{U_{11(1)m}}{U_d} : \frac{U_{22(1)m}}{U_d} = \frac{\sqrt{(m\omega L_d)^2 + R_d^2}}{R_d}, \tag{8.13}$$

де $U_{11(1)m}$ і $U_{22(1)m}$ – амплітуди перших гармонік напруги на вході й на виході фільтра.

Для згладжування необхідно, щоб виконувалося співвідношення

$$m\omega L_d >> R_d. \tag{8.14}$$

Тоді

$$s \approx \frac{m\omega L_d}{R_d}. \tag{8.15}$$

Звідси

$$L_d = \frac{sR_d}{m\omega} = \frac{q_1 R_d}{m\omega q_2}. \tag{8.16}$$

Зі зменшенням величини *Rd* (ростом потужності) індуктивність *Ld* падає, але одночасно росте струм навантаження *Id* і, отже, ростуть габарити дроселя, тому що вони залежать від квадрата струму.

Індуктивні фільтри застосовується в перетворювачах середньої й великої потужності, наприклад, при живленні двигунів постійного струму від керованих випрямлячів.

Г – образний фільтр.

За допомогою ємнісних і індуктивних фільтрів недосяжний високий коефіцієнт згладжування. Для підвищення коефіцієнта згладжування, зменшення шкідливого впливу перетворювача на живильну мережу й поліпшення перехідного процесу включення застосовують Г-образні фільтри.

Включення Г-образного фільтра показане на рис. 8.5 в. Коефіцієнт згладжування фільтра

$$s = \frac{U_{11(1)m}}{U_{22(1)m}}. \qquad (8.17)$$

При проектуванні фільтра повинні виконуватися наступні співвідношення, що забезпечують індуктивний характер навантаження для випрямляча й шунтування активного опору навантаження по змінній складовій:

$$m\omega L_d >> \frac{1}{m\omega C} \text{ и } \frac{1}{m\omega C} << R_d. \qquad (8.18)$$

Тоді амплітуди перших гармонік напруги на вході й виході фільтра

$$U_{11(1)m} = I_{(1)m} m\omega L_d;\ U_{22(1)m} = \frac{I_{(1)m}}{m\omega C}. \qquad (8.19)$$

Підставивши отримані значення в (15.17) одержимо

$$L_d C = \frac{s}{m^2\omega^2}. \qquad (8.20)$$

Прийняті значення *Ld* і З повинні задовольняти нерівностям (8.18). Г–образні фільтри забезпечують досить гарне згладжування й знаходять широке застосування, коли потрібно більш висока якість постійної напруги. Вони застосовуються в потужних дволанкових перетворювачах частоти на виході випрямної ланки.

8.4. Вихідні фільтри змінного струму

Вихідні фільтри ставляться на виході АІН із ШІМ для поліпшення умов роботи асинхронних двигунів, особливо, якщо вони досить вилучені від перетворювачів і ШІМ–сигнал передається по довгих проводах.

Найбільш простий фільтр – це Г–образний Lc-*Фільтр* (див. рис. 8.5 в). Для вищих гармонік індуктивність представляє великий опір, а ємність – мале. Тому вищі гармоніки послабляються суттєво сильніше, чим перша.

Якщо зневажити впливом навантаження, то коефіцієнт ослаблення для n-*ой* гармоніки можна знайти по формулі

$$k_{\text{осл.}n} = \frac{n\omega_1 L - \frac{1}{n\omega_1 C}}{\frac{1}{n\omega_1 C}}, \tag{8.21}$$

де ω1 – кутова частота першої гармоніки.

При зневазі в чисельнику формули (8.21) величиною (1 $n\omega 1C$) гармоніки, що швидко зменшується з ростом номера, одержимо

$$k_{\text{осл.}n} \approx n^2 \omega_1^{\,2} LC. \tag{8.22}$$

Коефіцієнт ослаблення різко росте з ростом номера гармоніки. Тому важливий коефіцієнт ослаблення на самою низкою з високочастотних гармонік, тобто на гармоніці ωш, відповідній до частоти ШІМ.

Тоді коефіцієнт ослаблення вихідного фільтра

$$k_{\text{осл}} \approx \omega_{\text{ш}}^{\,2} LC. \tag{8.23}$$

8.5. Захист від перенапруг при ШІМ-сигналах

Застосування АІН із ШІМ у регульованому асинхронному електроприводі створює ряд проблем, однієї з яких є проблема «довгого кабелю», що з'єднує обмотки двигуна (АД) з виходом АІН. Вихідна напруга АІН із ШІМ являє собою високочастотну послідовність прямокутних імпульсів різної полярності й тривалості з однаковою амплітудою (рис. 8.7).

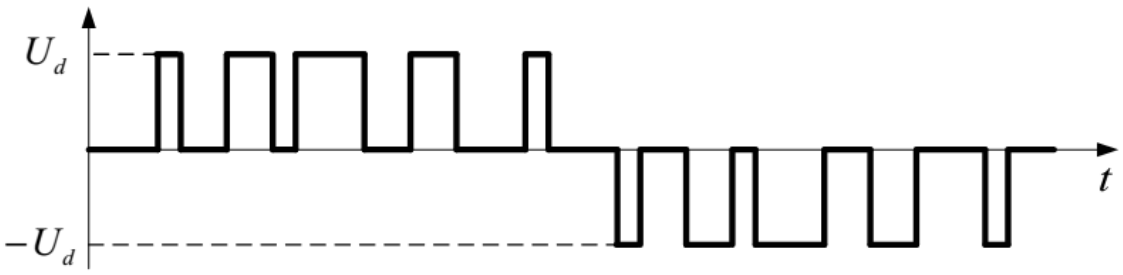


Рис. 8.7 - Вихідна напруга АІН із ШІМ

Крутість фронту імпульсів напруги визначається швидкістю перемикання силових ключів АІН і при використанні *IGBT*–транзисторів становить – 0,05...0,1 мкс.

Суттєво більш висока швидкодія *IGBT*, негативно позначається на характері протіканні перехідних процесів у ланцюзі АІН – сполучний кабель – АД (рис. 8.8) на інтервалах часу фронту.

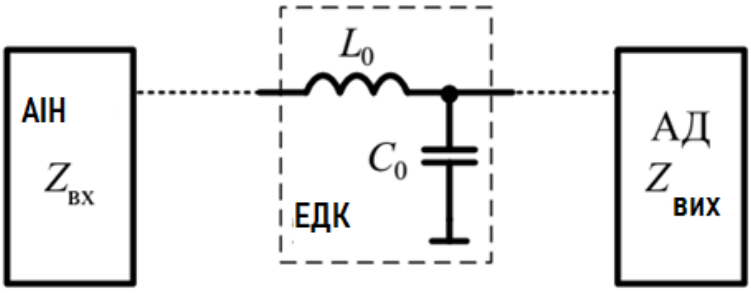


Рис. 8.8 - З'єднання кабелем однієї фази АІН з АД зі схемою заміщення елементарної ділянки кабелю (ЕДК) опором Z_0

Проходження імпульсного сигналу із крутим фронтом викликає хвильові процеси в кабелі, що приводять до появи перенапруг на затискачах двигуна (рис. 8.9).

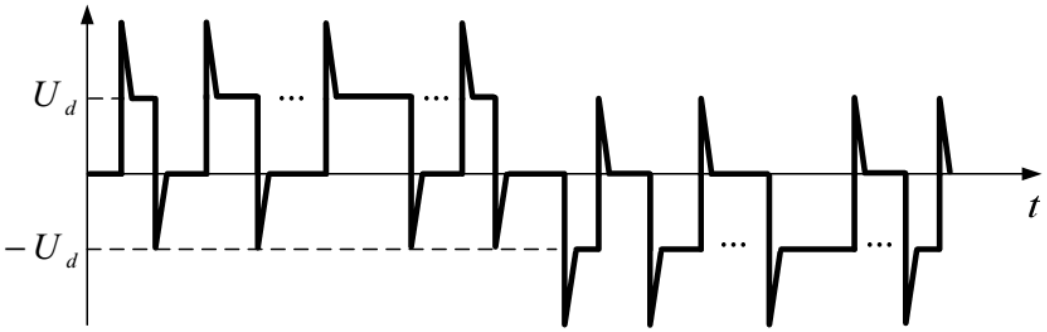


Рис. 8.9 - Напруга на затискачах АД при підключенні «довгим кабелем»

Згідно з теорією ланцюгів, кабель слід розглядати як однорідну довгу лінію з розподіленими параметрами. Якщо зневажити малими втратами в кабелі, то його хвильовий опір Z_0 у відповідності зі схемою заміщення рис. 8.8 визначається послідовною індуктивністю L_0 і паралельною ємністю C_0 ділянки лінії

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \qquad (8.24)$$

Для різноманітного асортиментів монтажних проводів і кабелів усереднені значення цих параметрів становлять: L_0 = 1мкГн/м; $З_0$ = 50 пФ/м. Тоді Z_0 ≈140 Ом. Можна прийняти значення Z_0 = 100 ... 200 Ом для всіх монтажних проводів і кабелів.

Вхідний опір кабелю $Z_{вх}$ презентовано вихідним опором напівпровідникових вентилів і внутрішнім опором конденсатора на вході АІН. Воно дуже мало ($Z_{вх} << Z_0$) і їм можна зневажити.

Вихідним опором $Z_{вих}$ кабелю є відносно велике для високочастотного сигналу вхідний опір АД, обумовлене індуктивностями розсіювання $L_{рас}$ його обмоток і еквівалентною частотою $\omega_ф$ фронту імпульсу напруги:

$$Z_{вих} = \omega_ф L_{рас}, \qquad \omega_ф = \frac{\pi}{t_ф}. \qquad (8.25)$$

Тому $Z_{вих} \geq Z_0$. Вихідний опір $Z_{вих}$ становить тисячі Ом.

При проходженні крутого фронту імпульсу напруги вхідна частина силового монтажного кабелю (з боку АІН) працює в режимі короткого замикання, а вихідна частина кабелю (на затискачах АД) – у режимі холостого ходу. З урахуванням значень параметрів хвильові характеристики монтажних проводів і кабелів наближаються до характеристик лінії без викривлень і втрат. У такій лінії швидкість поширення високочастотної хвилі (фронту імпульсу) визначається вираженням

$$V_ф = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \tag{8.26}$$

і рівна приблизно половині швидкості світла у вакуумі. Цієї швидкості відповідає довжина хвилі

$$\lambda = \frac{2\pi V_ф}{\omega_ф}. \tag{8.27}$$

Для прийнятих параметрів це приблизно 30 м. Кабель, довжина якого порівнянна з довжиною хвилі, уважається «довгим кабелем».

Час проходження фронту імпульсу $t_{фк}$ від виходу АІН до затискачів АД визначається довжиною кабелю l

$$t_{фк} = \frac{l}{V_ф}. \tag{8.28}$$

Якщо цей час більше або дорівнює часу фронту $t_ф$, то наприкінці кабелю через його непогодженість із навантаженням ($Z_{вих} \geq Z_0$) виникає відбита хвиля напруги яка підсумується з падаючої (прямій) хвилею напруги U_1, утворюючи стоячі хвилі. У результаті на затискачах АД утворюється напруга

$$U_2 = U_1(1 + n_{отр}), \tag{8.29}$$

де $n_{отр}$ – коефіцієнт відбиття.

Вертаючись до початку кабелю, відбита хвиля гаситься малим вхідним опором $Z_{вх} << Z_0$. Тому напруга на затискачах АІН U_1 не змінюється.

При $t_{фк} < t_ф$ коефіцієнт відбиття $n_{отр}$ розраховується по формулі

$$n_{отр} = n_{отр.max} \frac{t_{фк}}{t_ф}, \tag{8.30}$$

отже, він досягає максимуму при tфк = tф. Довжина кабелю, відповідна до цієї умови вважається критичної lкр. Визначимо її з урахуванням рівності tфк = tф і формул (8.25 – 8.28)

$$l_{кр} = t_{фк} V_ф = t_ф V_ф = t_ф \frac{\lambda \omega_ф}{2\pi} = \frac{\lambda}{2} \tag{8.31}$$

Таким чином, критичної вважається довжина кабелю, рівна половині довжини хвилі, при якій до обмоток АД приклАДаються імпульси напруги по величині близькі до подвійної напруги *Ud.*

Імпульсні перенапруги в комбінації з високою крутістю можуть привести до зниження терміну служби ізоляції обмоток двигуна. Для обмеження хвильових перенапруг на затискачах АД застосовують:

1) установку вихідного (силового) *LC*–фільтра на виході АІН фронту, що зменшує крутість, імпульсів вихідної напруги;

2) установку паралельного *RC*–фільтра (слабкострумового) безпосередньо в затискачів АД для узгодження із хвильовим опором кабелю.

8.6. Контрольні питання

1. Яке призначення фільтрів у перетворювальній техніці?
2. Принципи дії мережних фільтрів.
3. Принцип дії, переваги, недоліки й область застосування, що згладжують ємнісних фільтрів.
4. Принцип дії, переваги, недоліки й область застосування, що згладжують індуктивних фільтрів.
5. Принцип дії, переваги, недоліки й область застосування Г–образних фільтрів.
6. Яке призначення вихідних фільтрів в АІН із ШІМ?
7. Чому виникають перенапруги при ШІМ сигналах?
8. Як здійснюється захист від перенапруг при ШІМ сигналах?

ТЕМА 9. СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ Й СТРУМУ

Стабілізатори напруги й струму служать для стабілізації відповідних величин. У їхній побудові багато загального, тому розглянемо тільки стабілізатори напруги. На рис. 9.1 наведена схема включення стабілізатора напруги.

Основні статичні параметри стабілізатора напруги – коефіцієнт стабілізації й вихідний опір.

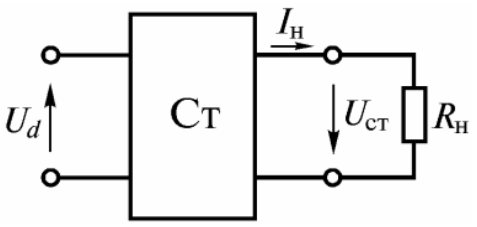


Рис. 9.1 - Схема включення стабілізатора напруги

Коефіцієнт стабілізації характеризує наскільки змінюється напруга на виході стабілізатора $\Delta U_{ст}$ при зміні живлячого напруги Δud і постійному струмі навантаження $I_н$ = const

$$K_{ст} = \left(\frac{\Delta U_d}{\Delta U_{ст}} \right)_{I_н = \text{const}} . \qquad (9.1)$$

Вихідний опір стабілізатора, характеризує якість стабілізації при зміні струму навантаження й постійній напрузі живлення

$$R_{вих} = \left(\frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_н} \right)_{U_d = \text{const}} . \qquad (9.2)$$

Стабілізатори діляться на:

а) параметричні, у яких стабілізація здійснюється за рахунок якого-небудь параметра;

б) компенсаційні або стабілізатори зі зворотними зв'язками.

Параметричні стабілізатори напруги не забезпечують висока якість стабілізації й застосовна при малих потужностях.

Компенсаційні стабілізатори напруги забезпечують більш висока якість стабілізації, чому параметричні. У них досяжні такі показники якості стабілізації як Кст ≅10000, Rвих ≅ 10^{-6} Ом.

Компенсаційні стабілізатори напруги класифікуються по місці включення регулюючого елемента щодо навантаження:

а) послідовного типу;

б) паралельного типу.

Компенсаційні стабілізатори по способу регулювання напруги діляться на:

а) безперервні (регулюючий транзистор працює в лінійному режимі);

б) імпульсні (регулюючий транзистор працює в ключовому режимі).

Переваги імпульсного стабілізатора**:** менші втрати, а, отже, більш високий ККД і менші габарити.

Переваги безперервного стабілізатора**:** вище якість стабілізації, менше пульсації.

На рис. 9.2, а, б наведені функціональні схеми безперервного й імпульсного стабілізаторів напруги. Від джерела живлення ДЖ енергія передається на навантаження Н через регулюючий елемент РЕ. У якості РЕ в безперервному стабілізаторі використовується транзистор, а в імпульсному стабілізаторі транзистор, доповнений діодом, шунтувальним навантаження й індуктивний фільтр. На виході РЕ в імпульсному стабілізаторі обов'язково ставиться Г – образний силовий фільтр, що згладжує, СФ. Напруга $U_{ст}$ із виходу стабілізатора через слабкострумовий фільтр Ф подається на компаратор К, де рівняється із сигналом завдання $U_з$. Різницевий сигнал підсилюється підсилювачем зворотного зв’язку, а потім у безперервному стабілізаторі подається на підсилювач потужності УМ, що впливає на РЕ. В імпульсному стабілізаторі сигнал з виходу УОС рівняється в компараторі К1 з пилкоподібною напругою, генеруємим генератором опорної напруги. Отриманий ШІМ-сигнал надходить на УМ, що впливає на РЕ.

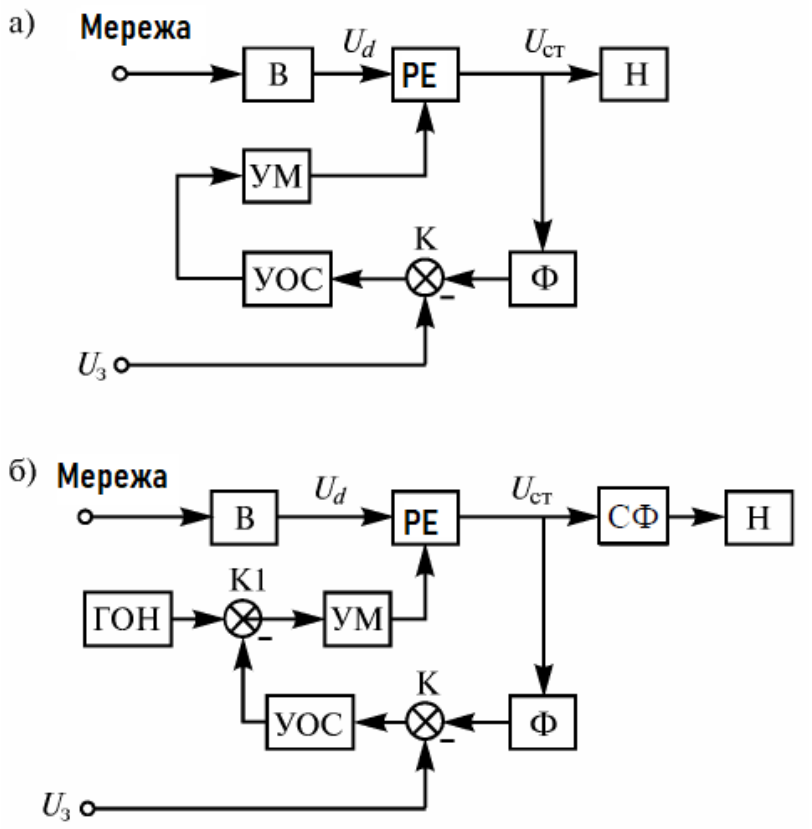


Рис. 9.2 - Схеми безперервного (а) і імпульсного (б) стабілізаторів напруги

Стабілізатори напруги є найважливішими вузлами джерел живлення систем автоматики й радіоелектроніки.

9.1. Контрольні питання

1. Назвіть види стабілізаторів напруги й укажіть їхній області застосування.

2. Які параметри характеризують стабілізатори постійної напруги?

3. Поясните принцип дії безперервного стабілізатора постійної напруги й укажіть його переваги й недоліки.

4. Поясните принцип дії імпульсного стабілізатора постійної напруги й укажіть його переваги й недоліки.

ТЕМА 10. ПРИСТРОЮ, ЩО ПОЛІПШУЮТЬ ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ І ЯКІСТЬ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

10.1. Енергетичні показники і якість електричної енергії

Проблема зниження втрат і підвищення якості електричної енергії в електричних мережах є однієї з найважливіших в енергозбереженні. Передача максимальної активної потужності є показником ефективності використання електричної мережі. В ідеалі найкращими споживачами були б навантаження, що споживають чисто синусоїдальний струм при cos ϕ близькому до одиниці.

Вищі гармоніки впливають на роботу промислових електромереж, системи автоматики, телемеханіки й зв'язку, зменшують надійність і термін служби електроустаткування. Тому впровадження вентильного електропривода й електротехнології, що супроводжується появою значних викривлень напруги в системах електропостачання промислових підприємств, обумовило виникнення нової науково-технічної проблеми – проблеми вищих гармонік і електромагнітної сумісності навантажень із живильною мережею.

Питання підвищення енергетичних показників розглядалися в різних частинах навчального посібника. Тут вони розглядаються спільно й у зв'язку з підвищенням якості електроенергії, тобто якості напруги в мережі.

Якість електроенергії оцінюється рядом показників. Показники якості електричної енергії в системах електропостачання загального призначення в крапках загального приєднання визначає ДЕРЖСТАНДАРТ 13109-97.

Відповідно до ДЕРЖСТАНДАРТУ 13109-97, серед інших параметрів, несинусоїдальність напруги характеризується коефіцієнтом викривлення синусоїдальності кривої напруги *KU*

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}}, \qquad (10.1)$$

де *U*(1) і *U*(*n*) – перша й n-*ює* гармоніки напруги мережі з коефіцієнтом n-*й* гармонійної складової напруги *KU* (*n*)

$$K_{U(n)} = \frac{U_{(n)}}{U_{(1)}}. \qquad (10.2)$$

У Дст нормуються коливання напруги в мережі. Очевидно, що при даній конфігурації мережі вони будуть мінімальними при більш рівномірному розподілі навантажень у часі й при відсутності споживання реактивної потужності, тобто при cos ϕ прагнучому до 1.

Існує багато різних методів і пристроїв підвищення енергетичних показників і якості напруги в мережі. У цей час багато споживачів вимагають для живлення постійна напруга. Тому, у цих випадках, може виявитися раціональної комбінована система електропостачання змінної й постійної напруги.

Розглянемо існуючі способи підвищення cos ϕ і зменшення викривлення синусоідальності кривій напруги мережі. У даній главі спільно розглядаються способи, викладені раніше в різних темах, а також інші, у тому числі нові способи.

10.2. Класифікація пристроїв підвищувальних енергетичні показники і якість електричної енергії

У загальному випадку повна потужність S складається з активної P і пасивної (неактивної) N складових

$$S = \sqrt{P^2 + N^2}. \tag{10.3}$$

Пасивна потужність складається з реактивної Q і потужності викривлень T

$$N = \sqrt{Q^2 + T^2}. \tag{10.4}$$

Потужність викривлень визначається гармоніками струму із частотою вище й нижче частоти напруги мережі. Гармоніки із частотою нижче частоти мережі (субгармоніки) виникають при коливаннях напруги мережі, викликаних роботою ряду споживачів, наприклад, регуляторів змінної напруги з НІМ-НЧ. Для симетричної трифазної системи потужність викривлень

$$T = 3U\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2 + \sum_{k=\frac{1}{2}}^{\frac{1}{\infty}} I_{(k)}^2}. \tag{10.5}$$

Тут U – діюче значення фазної напруги; n – номер вищої гармоніки стосовно частоти мережі; $I(n)$ – діюче значення струму n-*ой* вищої гармоніки; k – кратність частоти мережі стосовно частоти субгармоніки; $I(k)$ – діюче значення струму k-*ой* субгармоніки.

При відсутності субгармонік формула (10.5) спрощується:

$$T = 3U\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2}. \tag{10.6}$$

Можна запропонувати наступну класифікацію пристроїв, що забезпечують підвищення енергетичних показників і якості напруги в мережі (рис. 10.1).

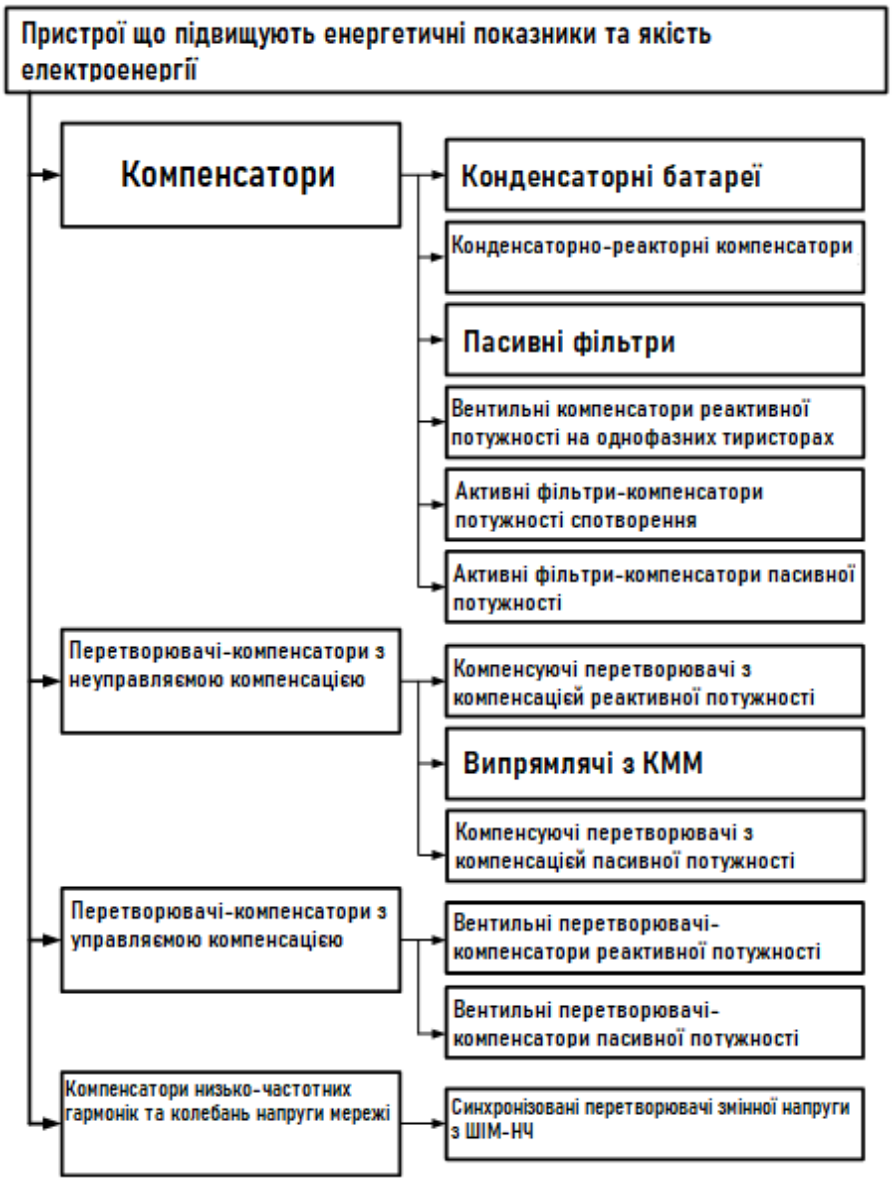


Рис. 11.1 - Класифікація пристроїв, що підвищують енергетичні показники і якість електроенергії

При прийнятій класифікації всі пристрої підвищувальні коефіцієнт потужності і якість напруги в мережі розбиті на три типи:

1) пристрою, призначені тільки для компенсації реактивної потужності або потужності викривлень (зменшення несинусоідальності кривій напруги мережі). Назвемо такі пристрої компенсаторами (компенсаторами реактивної потужності або потужності викривлень). Вони можуть управлятися у функції дефіциту реактивної потужності в мережі;

2) пристрої, що забезпечують електропостачання яких-небудь споживачів, задовольняючи вимоги технології й одночасно підвищувальні власні енергетичні показники. Назвемо такі пристрої компенсованими перетворювачами з некерованою компенсацією. Вони можуть видавати реактивну потужність у мережу, але не управляються у функції дефіциту реактивної потужності в мережі;

3) пристрої, що забезпечують електропостачання яких-небудь споживачів і одночасно підвищувальні енергетичні показники всієї системи електропостачання (СЕП) і якість напруги в ній. Назвемо такі пристрої вентильними перетворювачами-компенсаторами (ВПК) пасивної потужності. Вони управляються так, щоб сумарний струм, споживаний з мережі, наближався до оптимального, тобто щоб струм був синусоїдальним і мав заданий кут зрушення ϕ щодо напруги (наприклад, $\phi = 0$). Для стислості назвемо таке керування компенсацією дефіциту пасивної потужності.

Залежно від керування деякі пристрої можуть переходити з одного типу в інший.

Таким чином, при цій класифікації пристрою діляться на, що властиво компенсують (тільки поліпшуючі показники мережі, але не виконуючі корисної технологічної функції), пристрою, що підвищують свої енергетичні показники й частково поліпшуючі показники мережі, і пристрою, які не тільки поліпшують свої енергетичні показники, але й компенсують недоліки інших. Усі пристрої компенсації можуть бути з некерованою компенсацією й з компенсацією керованої у функції загального енергоспоживання з мережі. Очевидно, що найбільш доцільне застосування пристроїв, які виконують вимоги технології й одночасно забезпечують підвищення якості електричної енергії.

10.3. Пристрої, що підвищують коефіцієнт потужності й показники якості електричної енергії

10.3.1. Конденсаторні батареї

Прийнятим способом підвищення $\cos \phi$ у системах електропостачання є застосування батарей конденсаторів (БК). На напругах до 1000 У в основному застосовується паралельне включення БК, що найчастіше сполучається зі східчастим регулюванням за допомогою включення або відключення частини батареї. Розбивка БК на секції з підключенням їх до загальних шин знижує надійність установки в цілому через труднощі комутації. Паралельне підключення секції БК до вже працюючої викликає пускові струми, що значно перевершують струми включення відособленої батареї. Відбувається розряд секції, що перебуває під напругою, БК на, що знову підключається через невеликий опір сполучних шин або через додатковий резистор (двоступінчасте перемикання). Автоматичне регулювання перемиканням секцій БК не забезпечує швидкодії.

Ці недоліки деякою мірою усуваються при застосуванні для керування БК симисторів або тиристорів, включених зустрічно паралельно (рис. 10.2).

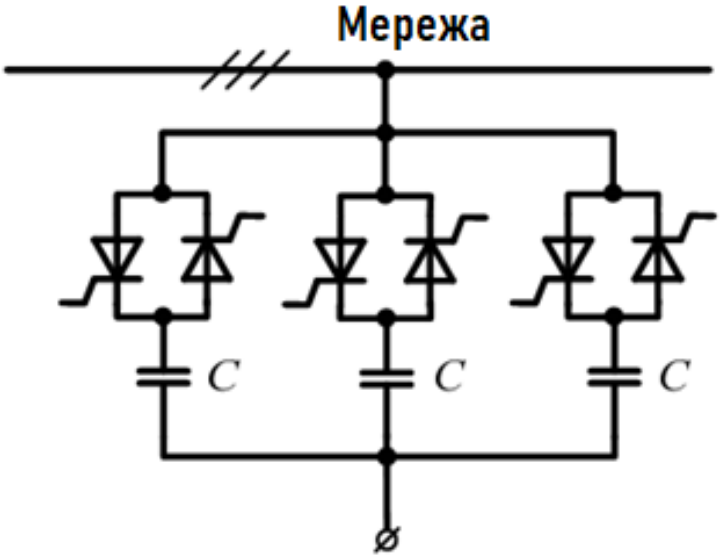


Рис. 10.2 - Схема для керування БК тиристорів

У режимі, що встановився, струм у конденсаторі випереджає напругу на чверть періоду. Якщо включати тиристори в моменти переходів струму ємності через нуль, тобто в максимуми позитивної й негативної півхвиль, то не буде ніякого викривлення синусоїдальності струму ємності. Але для ліквідації кидка струму при першім включенні необхідний попередній заряд конденсаторів.

При живленні від мережі вентильних навантажень, що погіршують синусоїдальність напруги мережі, і включенні БК виникають небезпечні високочастотні коливання, що зводять на немає доцільність застосування пристроїв, що компенсують.

10.3.2. Конденсаторно-реакторні компенсатори

У конденсаторно-реакторних компенсаторах паралельно з'єднані тиристори (або симістори) з послідовно включеною індуктивністю включаються паралельно або послідовно з конденсаторами (рис. 10.3). Вони забезпечують плавне регулювання видачі реактивної потужності, але вносять свої викривлення в струм і погіршують синусоїдальність напруги мережі. Звичайно вони підключаються до мережі через окремі трансформатори для зменшення шкідливого впливу на мережу.

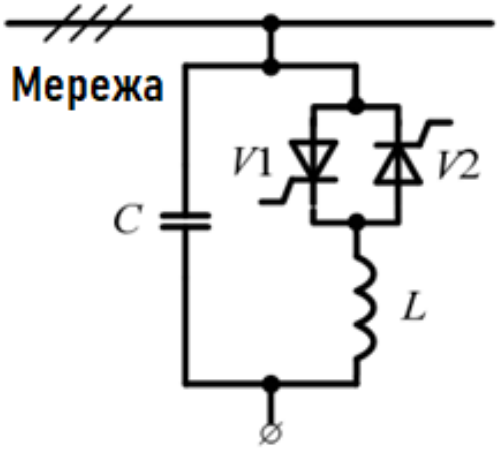


Рис. 10.3 - Схема конденсаторно-реакторного компенсатора

10.3.3. Пасивні фільтри

Фільтри, виконані тільки на реактивних елементах (індуктивностях і ємностях), називають пасивними. Часто до складу цих фільтрів входять і резистори, що демпфірують коливання, що виникають у високодобротних контурах. Пасивні (мережні) фільтри є невід'ємною частиною будь-яких, що компенсують і перетворювальних пристроїв. Мережні фільтри служать для зменшення шкідливого впливу перетворювачів на живильну мережу. Крім того, вони захищають перетворювач від електромагнітних перешкод, що передаються з мережі.

Для боротьби з викривленнями синусоїдальности напруги мережі на вході потужних ведених перетворювачів включають резонансні фільтри, настроєні на гармоніки, найближчі до частоти мережі. НаприклАД, у трифазній бруківці на 5-ю й 7-ю, в умовно дванадцятифазної на 11-ю й 13-ю. Крім резонансних фільтрів включають конденсатор, що пропускає всі інші вищі гармоніки. Послідовно з реактивними елементами включають резистори, що демпфірують коливання.

На вході випрямлячів із ШІМ ставлять ненастроєні фільтри низьких частот. Їхнє завдання – не пропустити в мережу гармоніки високих частот, що виникають при ШІМ. Ці фільтри мають досить складні схеми. Таким чином, мережні фільтри можуть суттєво поліпшити якість напруги в мережі.

Пасивні фільтри додатково поліпшують результуючий cos ϕ споживачів, що живляться від цієї мережі. Одночасно мережні фільтри зменшують проникнення перешкод з мережі до споживача.

10.3.4. Вентильні компенсатори реактивної потужності на однооперaційних тиристорах

Властивості перетворювальних схем з одноступінчастою штучною комутацією дають принципову можливість здійснити такий ре жим роботи, коли перетворювач практично не споживає активної потужності й видає

тільки реактивну потужність. Активне навантаження на стороні постійного струму в цьому режимі відсутній, ланцюг постійного струму замкнена на реактор, що згладжує. Ідея створення керованих статичних компенсаторів реактивної потужності на базі перетворювальних схем зі штучною комутацією вперше була висловлена Г.І. Бабатом і Я.А. Кацманом. Надалі ці ідеї розвивалися в роботах А.В. Баєва і його співробітників. Статичні перетворювачі з одноступінчастою комутацією в якості компенсаторів не знайшли застосування в низьковольтних мережах.

Пізніше ці ідеї одержали розвиток стосовно до перетворювачів високої напруги.

10.3.5. Активні фільтри – компенсатори потужності викривлення

Компенсація гармонік струму мережі називається активною фільтрацією. Вона заснована на введенні в мережу паралельно всім навантаженням джерела гармонік, що перебувають у противофазі з гармоніками, створюваними споживачами (навантаженнями). Схеми активних фільтрів (АФ) звичайно виконуються на базі ОПН, що працюють на конденсатор (рис. 10.4, а).

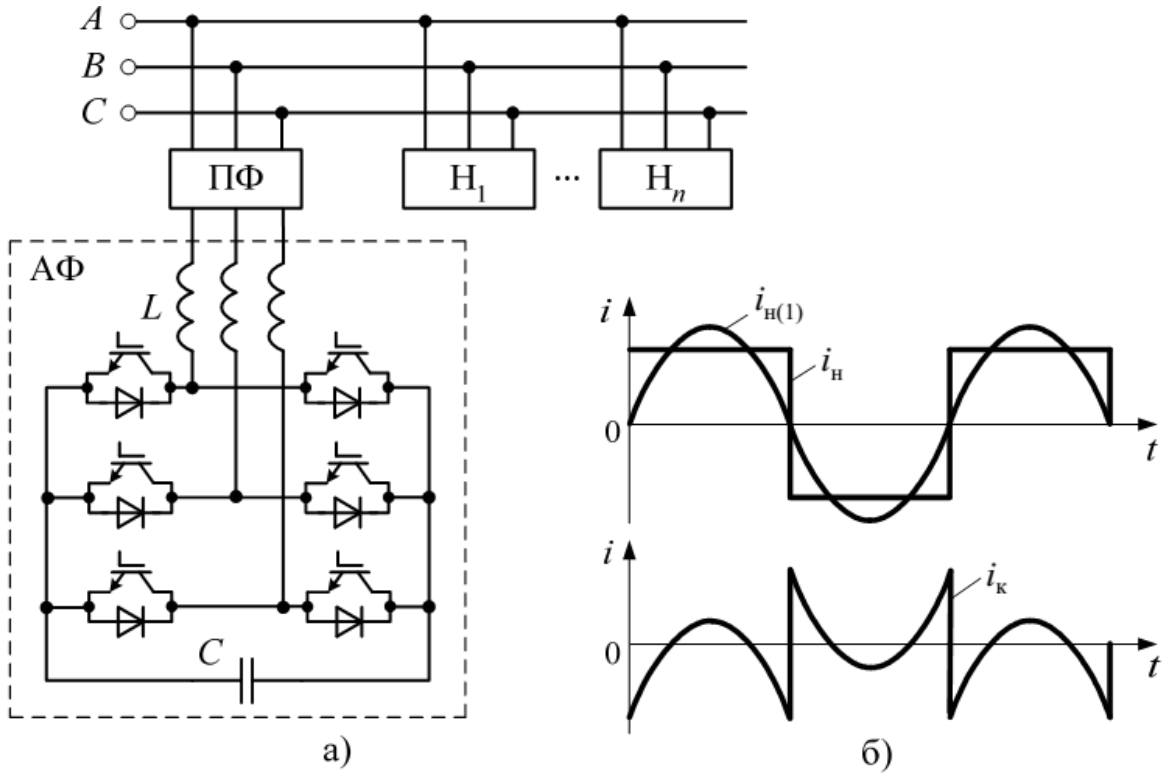


Рис. 10.4 - Схема підключення активного фільтра АФ до мережі паралельно навантаженням Н1 …Н*n*, що спотворюють струм, споживаний з мережі (а), і пояснення до визначення необхідного струму активного фільтра *i*к (б)

Рис. 10.4, б ілюструє, яким повинен бути струм активного фільтра *i*к, щоб при споживанні всіма навантаженнями несинусоїдального струму *i*н з мережі споживався синусоїдальний струм *i*н(1), що передає ту ж активну потужність.

Струм компенсатора

$$i_{\text{к}} = i_{\text{н(1)}} - i_{\text{н}}. \qquad (10.7)$$

Ця операція повинна виконуватися досить складною системою керування.

У моменти, коли струм, споживаний з мережі, більше, ніж струм, споживаний навантаженнями, конденсатор фільтра запасає енергію. У моменти, коли струм, споживаний з мережі, менше, чим струм, споживаний навантаженнями, конденсатор фільтра віддає енергію.

На виході активного фільтра необхідно встановлювати додатковий пасивний (мережний) фільтр ПФ для запобігання проникнення в мережу високочастотних гармонік, відповідних до частоти ШІМ і більш високих.

Активні фільтри для компенсації потужності викривлення не знайшли застосування в мережах до 1 кВ, тому що вимагають істотних додаткових витрат.

10.4. Контрольні питання

1. Які показники якості електричної енергії?
2. Назвіть енергетичні показники.
3. Які способи підвищення якості електричної енергії здійсненні за допомогою пристроїв перетворювальної техніки? У чому принципова відмінність цих способів?

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка" та "Електротехніка": У 4-х т. Т.1. Елементна база електронних пристроїв / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. – К.: ТОВ "Видавництво"Обереги", 2000.– 300с.
2. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками "Електромеханіка" та "Електротехніка": У 4-х т. / Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. – Харків: Фоліо, 2013. Т.4. Кн.1,2. – 315с.
3. Островерхов М.Я., Сенько В.І., Чибеліс В.І. Промислова електроніка. Напівпровідникові перетворювачі змінної напруги у постійну: Навчальний посібник. – Київ: Ліра-К, 2021. – 342 с.
4. Електроніка та мікросхемотехніка [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050702 "Електромеханіка"/ А.А. Щерба, К.К. Побєдаш, В.А. Святненко: – Київ: НТУУ "КПІ", 2013. –- 360 с. Режим доступу: http: //ela.kpi.ua/handle/123456789/3569.
5. Побєдаш К.К., Святненко В.А. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії [Електронний ресурс]: навчальний посібник/ Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, – 2017. – 244 с. Доступ: http: //ela.kpi.ua/handle/123456789/19823.
6. Перельмутер, В.М. Цифрові системи керування тиристорним електроприводом / В.М. Перельмутер, А.К. Соловйов. - Київ: Техніка, 1983. - 104 с.
7. ДСТУ 2843-94. Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення.ДСТУ 2815-94 Електричні та магнітні кола та пристрої.
8. ДСТУ 3120-95 Електротехніка. Літерні позначення основних величин.
9. Енергетична стратегія України на період до 2030 р. Вилучено з https://de.com.ua/uploads/0/1703-EnergyStratagy2030.pdf
10. Енергетика: історія, сучасність і майбутнє. Електроенергетика та охорона навколишнього середовища. Функціонування енергетики у сучасному світі/ [упоряд. С.Г. Плачкова, І.В. Плачков та ін.] – К. 2013 [http://energetika.in.ua/ua/]
11. Інвертори і перетворювачі частоти: монографія / Сенько В.І., Трубіцин К.В.,Чибеліс В.І. – Київ: Видавництво Ліра-К, 2020. – 300 с.
12. Островерхов М.Я., Сенько В.І., Чибеліс В.І. Імпульсні перетворювачі стабілізованої напруги. – Київ, 2019. – 241 с.
13. Рябенький В.М., Ушкаренко О.О., Островерхов М.Я., М.С. Махмуд АльСуод. Програмна реалізація методів розрахунку та аналізу електричнихз кіл: Навчальний посібник. – Київ: Ліра-К, 2021. – 462 с.
14. Руденко В.С. та ін. Промислова електроніка: Підручник / В.С. Руденко В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк.– Київ, Либідь, 1993, – 432 с.

15. Промислова електроніка. Лабораторні роботи [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів, які за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», спеціалізацій «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод», «Електричні машини і апарати», «Інжиніринг та автоматизація електротехнічних комплексів» й «Мехатроніка енергоємних виробництв» / К. К. Побєдаш, О. В. Петрученко, В. А. Святненко, К. В. Трубіцин ; КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 88 с. Доступ : http://ela.kpi.ua/handle/123456789/23378.

16. Akagi, H. Instantaneous reactive power compensators comprising devices without energy storage components / H. Akagi, Y. Kasazawa, A. Nabae // IEEE.

17. Control power electronics / Ed. M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. - USA: Academic Press, 2002.

18. Fryze, S. Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nichtsinusformigen Uerlauf von Strom und Spannung / S. Fryze, Wirk-, Blind- und // Elektrotechnische Zeitschrift. - 1932. - H25. - S. 569-599.

19. Kassakian, J.C. Principles of Power Electronics / J.C. Kassakian, M.F. Schleht, G.C. Verghese. - Addison: Wesley Publishing Company, 1991.

20. Kusters, N.L. On definition of reactive power under nonsinusoidal conditions / N.L. Kusters, W.J.M. Moore // IEEE Trans. - 1980. - Vol. PAS-99. - №5. - P. 1845-1850.

21. Leonard, W. Control of Electrical Drives / W. Leonard. - Berlin: Springer, 1996. - 420 s.

22. Mohan, N. Power electronics: converters, application and design / N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robins. - USA: Nyjohn Willey&Sons Inc., 1995.

23. Povh, D. Improvement of Power Quality by Power Electronic Equipment / D. Povh, M. Weinhold. - CIRGE. - Paper 13/14/36-06. - Paris, 2000.

24. Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion // IEEE Trans. - 1996. - Vol. - PD-11.- № 1. - P. 79-101.

25. Siemens simovert masterdrives AFE catalogue. 2005. - 117 p.

26. Tihanyi, L. EMC in Power Electronics / L. Tihanyi. - N.Y.: IEEE Press, 1995. - 402 p.

Trzynadlowski, R.L. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate / R.L. Trzynadlowski, R.L. Kirlin, S.F. Legowski // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997. - vol. 44, no. 2, – pp. 173-181.

Електронне навчальне видання комбінованого використання
Можна використовувати в локальному та мережному режимі

Васюченко Павло Вікторович

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ЕНЕРГОСИСТЕМ

Конспект лекцій
для здобувачів вищої освіти першого (бакалаврського) рівня
денної і заочної форм здобуття освіти за спеціальностями
141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»,
015.33 «Професійна освіта (Енергетика, електротехніка та електромеханіка)»

В авторській редакції

Підписано до розміщення 21.05.2026. Гарнітура Times New Roman.
Ум. друк. арк. 5,92. Обсяг 4,001 Мб. Зам. № 238/26.

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна,
61022, м. Харків, майдан Свободи, 4.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3367 від 13.01.2009
Видавництво ХНУ імені В. Н. Каразіна