

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА імені О. М. БЕКЕТОВА**

В. Г. Ягуп

ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

(для студентів усіх форм навчання

освітнього рівня «магістр» за спеціальністю

141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка)

Харків

ХНУМГ ім. О. М. Бекетова

2018

УДК 621.314

Ягуп В. Г. Енергетична електроніка: конспект лекцій (для студентів усіх форм навчання освітнього рівня «магістр» за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / В. Г. Ягуп; Харків. нац. ун-т міск. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2018. – 139 с.

Автор:

д-р техн. наук, проф. В. Г. Ягуп

Рецензенти:

В. А. Малярєнко, доктор технічних наук, професор кафедри систем електропостачання та електроспоживання міст (Харківський національний університет міського господарства імені О. М. Бекетова);

О. Г. Гриб, доктор технічних наук, завідувач кафедри автоматизації та кібербезпеки енергосистем Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»

Рекомендовано кафедрою систем електропостачання та електроспоживання міст, протокол № 4 від 11 грудня 2010 р.

Конспект лекцій складено з метою допомоги студентам електротехнічних спеціальностей вузів при підготовці до занять, заліків та іспитів з розділів енергетичної електроніки.

© В. Г. Ягуп, 2018

© ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2018

ЗМІСТ

Вступ.....	4
1 Силові напівпровідникові прилади.....	5
2 Методи аналізу пристроїв енергетичної електроніки.....	12
3 Однофазні випрямлячі.....	21
4 Фільтрація вихідної напруги випрямлячів.....	36
5 Вплив реактивних елементів фільтрів на роботу випрямлячів.....	47
6 Багатофазні випрямлячі.....	57
7 Тривала комутація в випрямлячах.....	74
8 Керовані випрямлячі.....	86
9 Коефіцієнт потужності випрямляча.....	92
10 Примусова комутація.....	97
11 Випрямлячі з підвищеним коефіцієнтом потужності...	101
12 Автономні інвертори.....	107
13 Перетворювачі постійного струму.....	112
14 Тиристорні перетворювачі постійного струму	118
15 Коректори коефіцієнта потужності.....	122
16 Тиристорні регулятори змінної напруги.....	125
17 Безпосередні перетворювачі частоти.....	134
Список рекомендованої літератури.....	138

ВСТУП

Енергетична електроніка займається створенням напівпровідникових перетворювачів параметрів електричної енергії та їх дослідженням. Ці пристрої призначені бути проміжними ланками між джерелами електроенергії та споживачами цієї енергії. Їх завданнями є забезпечення необхідних параметрів електроенергії, створюючи при цьому оптимальні умови споживання електроенергії навантаженням і передачі енергії від джерел. Застосування пристроїв енергетичної електроніки дозволяє значно підвищити енергетичні показники систем електропостачання в цілому, покращати умови електромагнітної сумісності всіх ланок електропостачання. Народившись на початку минулого століття, коли був створений перший електровакуумний діод (1904 р.), перетворювальна техніка півстоліття розвивалась як техніка сильних струмів, пов'язана з електронними, іонними та газонаповненими приладами. Винахід у 1957 р. тиристора, напівпровідникового керованого прилада, призвів насправді до революційних перетворень в галузі силової електроніки. З цього моменту перетворювальні пристрої знайшли настільки широке застосування, що дійсно без них сьогодні не обходиться майже не єдина система споживання електроенергії. Поява в 1971 р. першого мікропроцесора і подальший розвиток техніки застосування мікроконтролерів дозволив розв'язати проблему керування перетворювачами електроенергії, які тепер надбали якостей інтелектуальних буферних пристроїв, що здібні контролювати, захищати і оптимізувати роботу пристроїв електропостачання. Саме тому енергетична електроніка є важливою складовою технічної освіти спеціалістів в галузі електроенергетики. Запропонований конспект лекцій, звичайно, не вичерпує всіх аспектів цієї дисципліни, яка продовжує розвиватися стрімко і надзвичайно цікаво. Тому рекомендується студентам вивчати дисципліну, користуючись не тільки цим конспектом, а й рекомендованою літературою, технічними статтями і оглядами, матеріалами Інтернету. Цікаві можливості у вивченні енергетичною електроніки дають також засоби

комп'ютерного моделювання електромагнітних процесів в перетворювальних пристроях.

Лекція 1

СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

Силові напівпровідникові прилади розподіляються на некеровані, частково керовані і повністю керовані прилади. Усі ці прилади виготовляються із застосуванням сучасних нанотехнологій на базі використання напівпровідників, які є елементами IV групи хімічної періодичної таблиці Менделєєва. Найбільш вживаним елементом для виготовлятися силових напівпровідникових приладів є кремній. Кремнієві пластини виготовляють із піску шляхом очищення його від домішок. На пластинах створюють області з електронною і дірковою провідністю, для чого вносять мікроскопічні добавки елементів V і III груп таблиці Менделєєва. Всі напівпровідникові прилади мають односторонню провідність, тому часто називаються електронними вентилями.

Діод (рис. 1.1,а) має один p-n перехід, який зменшує свою ширину, коли до діода прикладається, позитивна напруга (потенціал анода перевищує потенціал катода), і тому струм в прямому напрямі може бути досить великим. Коли прикладається негативна напруга (потенціал катода перевищує потенціал анода), p-n перехід розширюється, і протікання струму діода в зворотному напрямку практично припиняється – зворотній струм представляє собою малу величину I_{s0} , що має порядок 10^{-3} - 10^{-6} А залежно від типу діода.

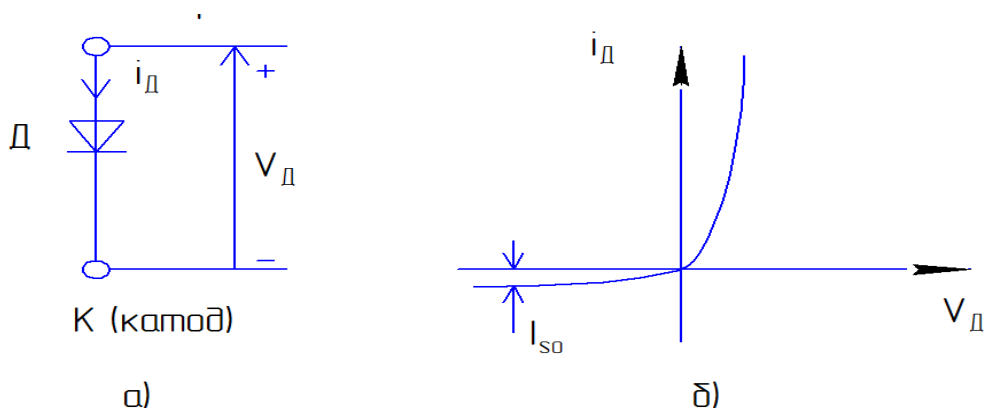


Рисунок 1.1

Вольт-амперна характеристика діода зображена на рис. 1.1,б. Вона відображає залежність струму через діод від напруги, що прикладається між електродами діода. Ця характеристика суто нелінійна, математичний вираз для неї співпадає з рівнянням Еберса - Молла для р-п переходу:

$$i_D = I_{s0} \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right),$$

де I_{s0} - тепловий струм (співпадає зі зворотнім);

V_T – температурний потенціал, що становить величину (0,025 - 0,045)В залежно від температури.

Біполярний транзистор (рис. 1.2,а) має два р-п переходи. Вихідні вольт-амперні характеристики біполярного транзистора (рис. 1.2.б) являють собою залежності колекторного струму від напруги між колектором та емітером при фіксованих струмах бази. Збільшення базового струму призводить до збільшення колекторного, при цьому колекторний струм може бути на 1-2 порядки більше базового, тобто транзистор має підсилювальні можливості.

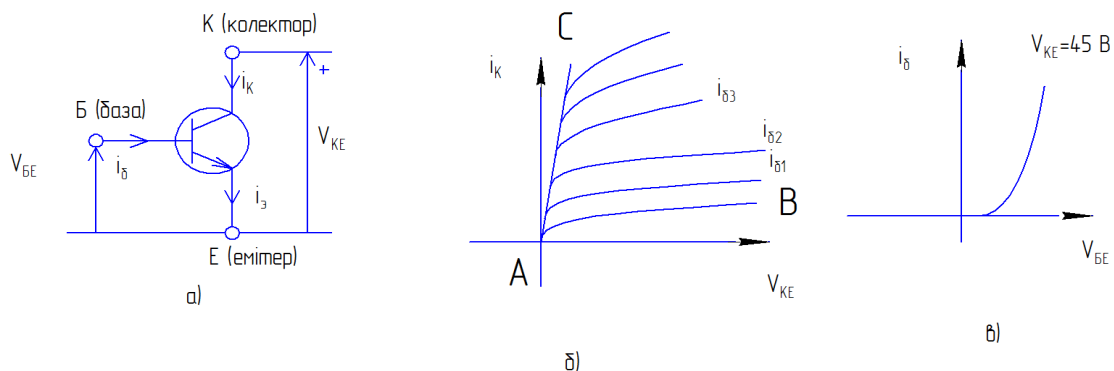


Рисунок 1.2

Вхідні характеристики транзистора являють собою залежності вхідного струму i_B від вхідної напруги V_B при фіксованій вихідній напрузі ($V_{KE} = 5V$). З цих характеристик можна бачити, що для вхідного сигналу біполярний транзистор поводить себе подібно звичайному діоду, тобто він забирає від джерела вхідного сигналу досить великий струм, отже, і потужність. Таким чином, біпо-

лярний транзистор керується вхідним струмом і споживає відносно велику енергію від джерела вхідного сигналу, що становить в певному сенсі недолік біполярного транзистора. Підсилювальні якості біполярного транзистора дозволяють збільшувати потужність вхідного сигналу із збереженням його форми, що використовують в різного роду підсилювачах електричних сигналів. В силових колах перетворювальних пристроїв біполярний транзистор працює більшу частину часу в режимах насичення (ділянка ОС вихідних характеристик) або в режимі відсічки (ділянка ОВ вихідних характеристик). Такий режим називають ключовим, він характеризується малими втратами електричної енергії. Ці витрати зростають лише під час переходів транзистора з одного стану в другий, які намагаються провести протягом мінімального часу перемикання транзистора, аби зменшити втрати енергії.

Більш економічними з точки зору керування являється польові транзистори (рис. 1.3, а) та IGBT – транзистори (рис.1.3,б). Польовий транзистор має перевагу перед біполярним в тому, що струм стоку керується електричним полем (а не струмом) затвору. З точки зору джерела керуючих сигналів польовий

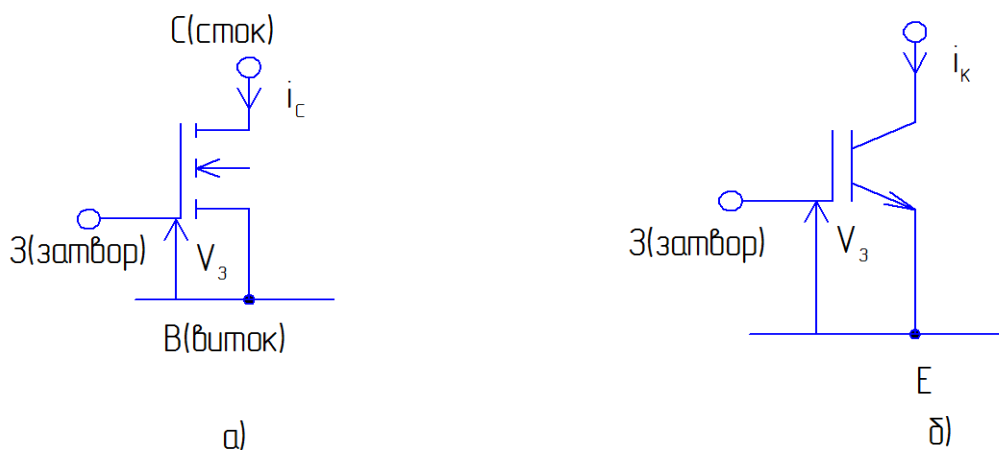


Рисунок 1.3

транзистор має дуже великий вхідний опір і практично не споживає вхідного струму. Тому польові транзистори є більш економічними, хоча вони не можуть розраховуватися на великі потужності. В цьому сенсі IGBT-транзистори позбавлені такого недоліку. Вони представляють собою комбінацію польового тран-

зистора на вході з біполярним транзистором на виході (IGBT- Isolated Gate Bipolar Transistor – біполярні транзистори з ізольованим затвором). IGBT-транзистори на сьогодні є найбільш перспективними силовими транзисторами.

Слід підкреслити, що всі транзистори є повністю керованими вентилями, які управляються вхідним сигналом, що повинен бути присутнім на весь час відкритого стану транзистора. Таким чином довжина часового інтервалу, протягом якого транзистор проводить струм, визначається довжиною вхідного імпульсу, що утримує транзистор у відкритому стані.

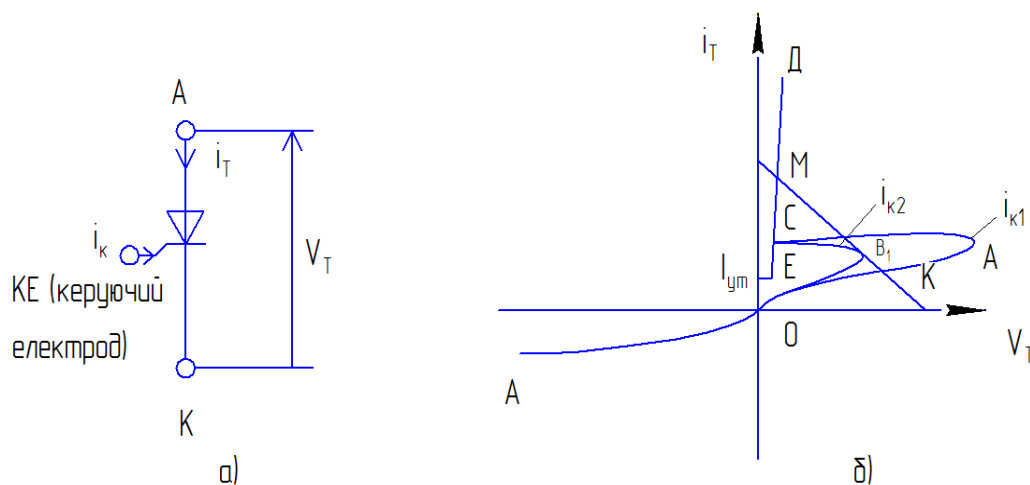


Рисунок 1.4

Одноперіодний тиристор (рис. 1.4, а) представляє собою напівпровідниковий прилад з трьома р-п переходами, який може бути представлений як комбінація двох біполярних транзисторів, об'єднаних в одну структуру. Завдяки такому сполученню в наступній схемі закладені якості схеми з позитивним зворотнім зв'язком. Це відображається на вольт - амперних характеристиках наявністю ділянки ВС із негативним динамічним опором. Тиристор блокує проходження струму як при від'ємній напрузі (ділянка ОА), так і при позитивній напрузі (ділянка ОВ). Але при подачі керуючого імпульсу струм керування збільшується, і ОВС переходить до вигляду ділянки ОВ₁С ($i_{k2} > i_{k1}$). При цьому зображуюча точка F закритого тиристора потрапляє на ділянку В₁С із негативним

динамічним струмом, і швидко переходить по лінії навантаження FG на ділянку CD, що відповідає відкритому стану тиристора. Після цього, навіть при знятому керуючому імпульсі, тиристор залишається у відкритому стані. Він закривається лише після того, як струм тиристора зменшиться до мізерної величини I_{yt} , що визначає так званий струм утримання. Таким чином, тиристор може керуватися вузьким імпульсом, поява якого при позитивній анодній напрузі визначає момент відмикання тиристора, але закрити одноопераційний тиристор імпульсом, поданим на керуючий електрод, неможливо. Тому одно операційний тиристор називають напівкерованим вентилем.

На відміну від одноопераційного тиристора двухопераційний (рис. 1.5, а), хоча і має подібну вольт амперну характеристику, однак може бути не тільки відкритий, але і закритий імпульсом на керуючий електрод. На жаль, двухопераційні тиристори розраховані на відносно малі струми, порядку одиниць – десятків ампер. До того ж їх коефіцієнт підсилення набагато менший у порівнянні з одно операційними тиристорами, оскільки для вимикання двухопераційного тиристора через його керуючий електрод слід пропустити струм, зіставний зі значенням анодного струму тиристора.

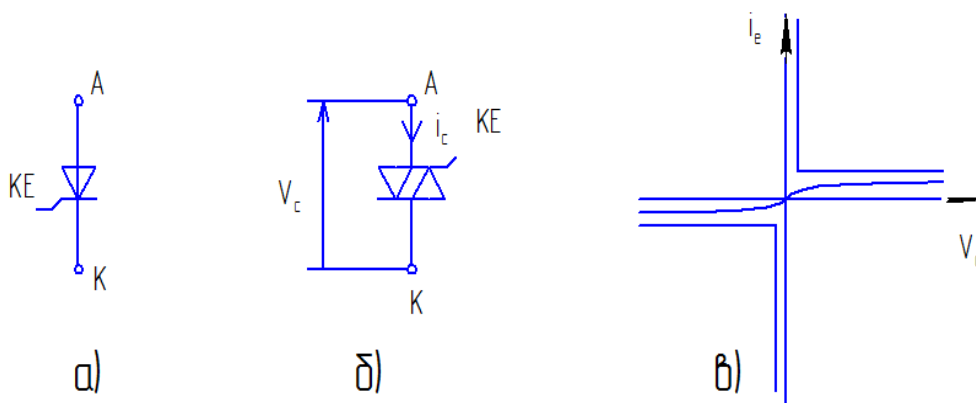


Рисунок 1.5

Існують також «симетричні» тиристори – симистори (рис. 1.5, б), які здатні проводити струм у прямому і зворотному напрямках, що видно з їх вольт амперної характеристики (рис. 1.5, в). Симистор може бути представлений дво-

ма паралельно-зустрічними одноопереційними тиристорами, які він, в сутності, і замінює як один напівпровідниковий прилад.

У довідниках для напівпровідникових вентилів вказують досить велику кількість параметрів, які нормуються, і за якими обирають потрібний тип приладу для роботи у конкретному перетворювальному пристрої. Тому ці параметри представляють інтерес для розробників схем пристроїв енергетичної електроніки. Основними з них є максимальний струм, який може пропускати прилад у прямому напрямі, а також зворотна напруга, яку може витримувати прилад без його пошкодження. З точки зору швидкодії приладу і з метою використання його у високочастотних перетворювачах має значення час, протягом якого прилад здатний поповнити свої запираючі властивості після моменту вимкнення приладу.

В тому разі, якщо реальний прямий струм перевищує допустимий, приходиться вмикати декілька вентилів паралельно. Внаслідок технологічного розброду характеристик (навіть приладів одного типу) існує небезпека нерівномірного завантаження струмами паралельних приладів. Для вирівнювання таких струмів послідовно з кожними із паралельно ввімкнутих приладів вмикають резистори з невеличкими опорами. Коли зворотна напруга перевищує допустиму для одного приладу, вмикають послідовно декілька приладів. Аналогічно при цьому за рахунок технологічної розбіжності характеристик зворотна напруга може розподілятися нерівномірно. В цьому випадку для вирівнювання напруг прилади шунтують резисторами з досить великими опорами. Крім того, для захисту керованих вентилів від швидко змінюючихся напруг їх шунтують резистивно-ємнісними ланцюгами (снаберами). В деяких схемах паралельно тиристорі або транзистору вмикають так звані зворотні діоди, які забезпечують протікання зворотного струму після вимкнення основного силового приладу. Слід також захистити чутливі напівпровідникові прилади від перегріву, для чого їх розміщують конструктивно на охолоджувачах. Останні уявляють собою металеві пластини, які конструктивно надійно контактують з напівпровідниковим

приладом і відводять від нього тепло. Для інтенсивного охолодження ці пластини можна обдувати повітрям або застосовувати навіть водяне охолодження.

За останні роки внаслідок уніфікації вентиля виготовляються у вигляді досить складних інтелектуальних модулів. В цих модулях зосереджені так звані драйвери (формувачі керуючих імпульсів оптимального форми і потужності), а також діагностичні блоки захисту напівпровідникових приладів від перевищення допустимого прямого струму, від коротких замикань, від надмірного зниження напруги, від перегріву. Застосування таких інтелектуальних блоків суттєво полегшує конструювання пристроїв енергетичної електроніки [1,2].

Контрольні питання

1. Які матеріали використовуються для виготовлення силових напівпровідникових приладів?
2. В який спосіб утворюють в напівпровіднику шари з електронною і дірковою провідностями?
3. Як виглядають умовно-графічні зображення діода, транзистора, тиристора?
4. Накресліть вольт амперні характеристики діода, транзистора, тиристора.
5. Яким аналітичним виразом можна описати вольт-амперну характеристику діода?
6. Які умови супроводжують процес вмикання тиристора?
7. Протягом якого часу транзистор перебуває у відкритому стані ?
8. Що означає робота біполярного транзистора в ключовому режимі?
9. Які значення напруги і струму обмежують застосування напівпровідникових приладів?
10. Які проблеми виникають при послідовному та паралельному з'єднаннях діодів та тиристорів, і яким чином ці проблеми можна розв'язати ?

Лекція 2

МЕТОДИ АНАЛІЗУ ПРИСТРОЇВ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Для проектування і дослідження пристроїв енергетичної електроніки треба розраховувати електромагнітні процеси, що протікають в них. Саме завдяки таким розрахункам можна оцінити струми, напруги і потужності, які повинні витримувати елементи перетворювальної схеми. За цими показниками обирають напівпровідникові вентиля та інше обладнання перетворювача – трансформатори, дроселі, конденсатори і т.п.

При розрахунках електромагнітних процесів в пристроях енергетичної електроніки стикаються з ускладненнями, пов'язаними з нелінійністю вольт-амперних характеристик силових напівпровідникових приладів.

Взагалі існують математичні моделі транзисторів і тиристорів, які базуються на аналізі процесів у товщі напівпровідника з носіями електричного струму. Такі моделі виражаються нелінійними рівняннями на кшталт рівняння Еберса-Мола. Розв'язання таких рівнянь є досить складною обчислювальною операцією, яка поглинає багато комп'ютерного часу з урахуванням поєрокового розрахунку процесів протягом досить великого часового інтервалу. На допомогу таким розрахункам приходять так звана кусково-лінійна апроксимація нелінійних вольт-амперних характеристик.

Принцип кусково-лінійної апроксимації, запропонованої вітчизняним вченим М.Д. Папелексі ще на початку минулого століття, полягає в тому, що нелінійна характеристика замінюється сукупністю прямих точках, які обираються точно на нелінійній вольт - амперній характеристиці приладу. Далі у межах кожного відрізка вважають, що нелінійний прилад проявляє себе як лінійна заступна схема. Перехід зображуючої точки від одного відрізка до другого вважають автоматичним, для того достатньо лише слідкувати за моментами досягнення суміжних точок. Зазвичай це робить розрахункова програма, яка відображає відповідні алгоритми.

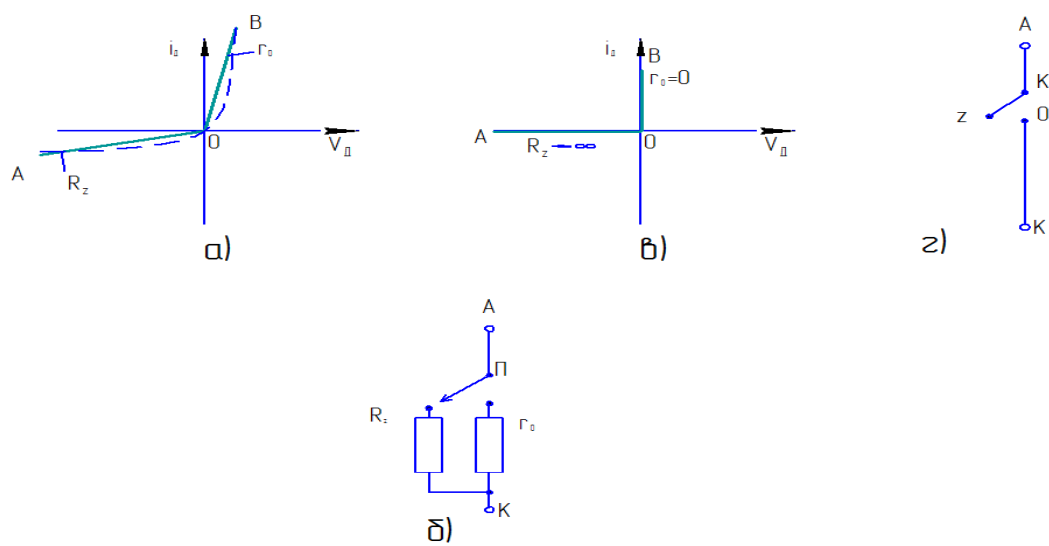


Рисунок 2.1

Розглянемо кусково-лінійну апроксимацію діода (рис. 2.1,а). Пунктиром зображено нелінійну вольт – амперну характеристику, а прямолінійні відрізки АО і ОВ апроксимують відповідно характеристику для зворотної напруги і для прямого струму. Ці відрізки відповідають великому опору R_z діода у зворотному напрямку, коли діод зачинений, а також малому опору r_0 , в прямому напрямку, коли діод відкритий. Наступна схема такого лінеаризованого діода зображена на рис. 2.1, б.

Тут перемикач П переходить у положення З для зачиненого стану і в положення О для відчиненого стану, коли зображуюча точка переходить через точку спраження 0 відрізків апроксимації. Для цього слід спостерігати за напругою закритого діода, і як тільки ця напруга стане позитивною, перемкнути П. Аналогічним чином перемикач П переходить з положення О в положення Z, коли струм діода тільки стає негативним. В цьому і полягають умови перемикань діода. При практичних розрахунках можна вважати

$$r_0 = (10^{-1} \div 10^{-3}) \text{ Ом}, \text{ а } R_z = (10^4 \div 10^6) \text{ Ом}.$$

Ідеальний діод не втрачає електричну енергію, для цього $r_0 = 0$, а $R_z \rightarrow \infty$ (рис. 2.1,в). При цьому відрізки АО і ОВ займають відповідно суто горизонтальне і вертикальне положення. Втрати енергії на ідеальному діоді дійсно відсу-

тні, оскільки розсіювана ним потужність $P_d = i_d V_d$ завжди дорівнює нулю. Відповідна заступна схема (рис.2.1,г) являє собою звичайний ключ, який розімкнутий, коли діод закритий, і замкнений, коли діод відкритий.

Аналогічно можна запропонувати апроксимацію вольт-амперних характеристик тиристора (рис. 2.2, в і 2.2,б), а також транзистора (рис. 2.2,в і 2.2,г).

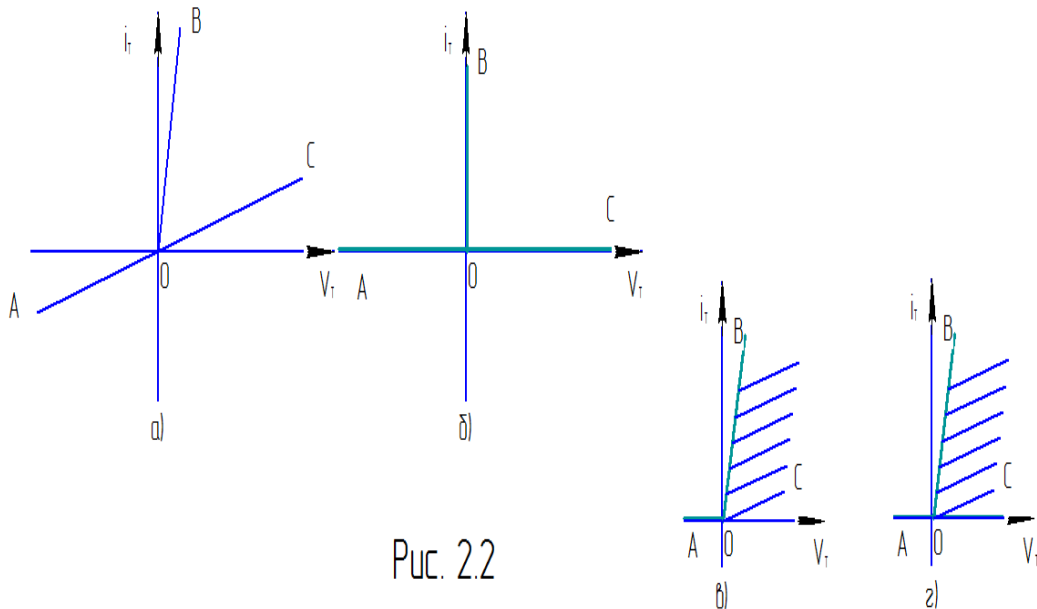


Рис. 2.2

Рисунок 2.2

Ці апроксимовані характеристики також відповідають заступним схемам на рис. 2.1,б для неідеальних тиристора і транзистора, а також на рис. 2.1,г для випадку ідеалізації цих приладів, коли витрати в них можна вважати відсутніми. Але умови відкриття тиристора полягають в тому, що анодна напруга повинна бути позитивною, і крім того, на керуючий електрод повинен бути поданий керуючий імпульс (в ідеалізованих умовах його можна вважати прямокутним і маючим потрібну тривалість).

Тому при розрахунках треба слідкувати як за анодною напругою закритого тиристора, так і за наявністю імпульсу на керуючому електроді. Умови закривання тиристорів співпадають з умовами для діоду, тобто треба відслідковувати струм відкритого тиристора, аби зафіксувати момент переходу анодного

струму при його зменшенні через нуль. Ідеалізація транзистора приводить також до ключової заступної схеми, однак умови переходу транзистора у відкритому стані полягають у наявності відповідної напруги між колектором і емітером (позитивна для транзисторів типу n-p-n) і наявності відкриваючого імпульсу на базу транзистора. Цей імпульс не тільки відкриває транзистор, а і утримує його у відкритому стані протягом свого існування на базі транзистора.

Звичайно, такі моделі силових напівпровідникових пристроїв є досить спрощеними. В дійсності процеси перемикання цих приладів супроводжуються складними явищами, які протікають і у часі, і у просторі приладу. Але такий ускладнений аналіз в першу чергу цікавить самих розробників цих приладів. З точки зору електроенергетичних процесів представлення силових напівпровідникових приладів ключовими заступними схемами дають досить високий ступінь адекватності і вірно віддзеркалюють енергетичні показники перетворення електричної енергії.

Другою проблемою при аналізі пристроїв енергетичної електроніки є та обставина, що в цих схемах присутні реактивні елементи – конденсатори, дроселі, трансформатори. При наявності періодичних перемикань за рахунок силових напівпровідникових приладів у схемі перетворювача весь час протікають перехідні процеси. Вони описуються диференціальними рівняннями, коефіцієнти яких є або нелінійними, або періодично змінними у часі протягом кожного періоду. Тому при розрахунках процесів треба забезпечити формування цих рівнянь та їх розв'язання з урахуванням перемикань силових вентилів та відповідною зміною коефіцієнтів диференціальних рівнянь. Для розв'язання цієї проблеми можна використовувати метод змінних стану. До змінних стану відносять у загальному випадку заряди конденсаторів та потокозчеплення індуктивностей. При лінійних реактивних елементах в ролі змінних стану можна вважати напруги конденсаторів і струми індуктивностей. На основі рівнянь за законами Ома і Кірхгофа можна привести рівняння до виду, коли похідні від змінних ст.

ану виражаються через самі змінні стану X та величини, що визначають джерела електричної енергії Q :

$$\frac{dx}{dt} = f(X, Q)$$

Якщо розглядати лінійні схеми, то ці рівняння можна виразити у формі лінійного диференційного рівняння в матричній формі:

$$\frac{dx}{dt} = AX + BQ$$

де A – так звана системна матриця;

B – матриця, що показує вплив джерел електричної енергії на похідні змінних стану.

Загальне розв’язання такого матричного рівняння виражається за допомогою матричної експоненти, відомо у вигляді:

$$X(t) = X(0)e^{At} + \int_0^t e^{A(t-\tau)} BQ d\tau$$

Пряме розв’язання рівняння в аналітичному виді неможливе, оскільки невідомо, яким чином змінюється $Q(t)$. Тому частіше рівняння стану розв’язують одними з чисельних методів інтегрування диференціальних рівнянь. Простішим з них є неявний метод Ейлера, що виражається наступною рекурентною формулою:

$$X(t_{k+1}) = X(t_k) + \Delta t \frac{dx(t_{k+1})}{dt}$$

Неявні методи інтегрування не призводять до втрати чисельним методом стійкості, коли результати обчислень не відповідають дійсній картині перехідного процесу.

Використання кусково-лінійної апроксимації з чисельними методами інтегрування диференціальних рівнянь дозволяє організувати імітаційне моделювання перетворювача електричної енергії за методом припасовування, який також був запропонований М.Д.Папалексі. Згідно з цим методом в системі виді-

ляють інтервал, на якому параметри системи і коефіцієнти диференціальних рівнянь залишаються незмінними. На цьому інтервалі обчислюють необхідну кількість реперних точок для змінних стану, щоб вони досить точно відображали перехідний процес з точки зору змінних стану. При цьому відслідковують зображуючи точки нелінійних елементів, вольт-амперні характеристики яких кусково-лінійно апроксимовані. При досягненні будь-якого зображуючою точкою наступної ділянки апроксимації обчислені на останньому кроку значення змінних стану приймають за початкові значення для наступної системи диференціальних рівнянь. За новою системою здійснюють подальше інтегрування в часі.

За таким принципом будують універсальні програми для моделювання процесів в пристроях енергетичної електроніки. Найбільш розповсюдженою і потужною є програма MATLAB, в середовищі якої є присутнім розширення Simulink – Sim Power System [5].

В середовищі SimPowerSystem реалізовано принцип візуального моделювання. Існує бібліотека елементів – таких як джерела енергії, трансформатори і індуктивності, конденсатори, резистори, діоди, транзистори і тиристори. Ці елементи копіюють на робочий аркуш і сполучають відповідним чином для отримання потрібної схеми перетворювача. Для фіксації напруг і струмів використовують віртуальні осцилографи, які підключають через вольтметри і амперметри. Існують інші віртуальні прилади для виміру різноманітних показників процесів перетворення електричної енергії (амплітуди гармонік, коефіцієнт потужності). Для конструювання систем управління використовують віртуальні елементи автоматичних систем управління: інтегратори, суматори, компаратори, фільтри, джерела імпульсів. Склавши візуальну модель на робочому аркуші, її запускають на виконання, попередньо встановивши такі параметри, як часовий інтервал моделювання, крок інтегрування, а також обравши метод інтегрування, що забезпечить стійкий обчислювальний процес. Після завершення процесу розрахунків, на віртуальних реєстраційних приладах отримують потрібні діаграми і показники. Можливості Sim PowerSystem потужні, але цей пакет має

високу вартість. Для навчальних завдань можна користуватися вітчизняним пакетом прикладних програм СІМПАТ, що представляє систему імітаційного моделювання тиристорних перетворювачів [7]. В цьому пакеті інформація про топологію схеми вводиться безпосередньо в діалоговому режимі за запросами спеціального вікна (рис. 2.3). Введену інформацію зберігають у інформаційному файлі текстового формату, який легко читається і коректується (подібно до файлів програми PSPICE) [7]. Після зчитування інформації про параметри і топологію перетворювача електроенергії з інформаційного файлу, утворюються файли протоколів моделювання.

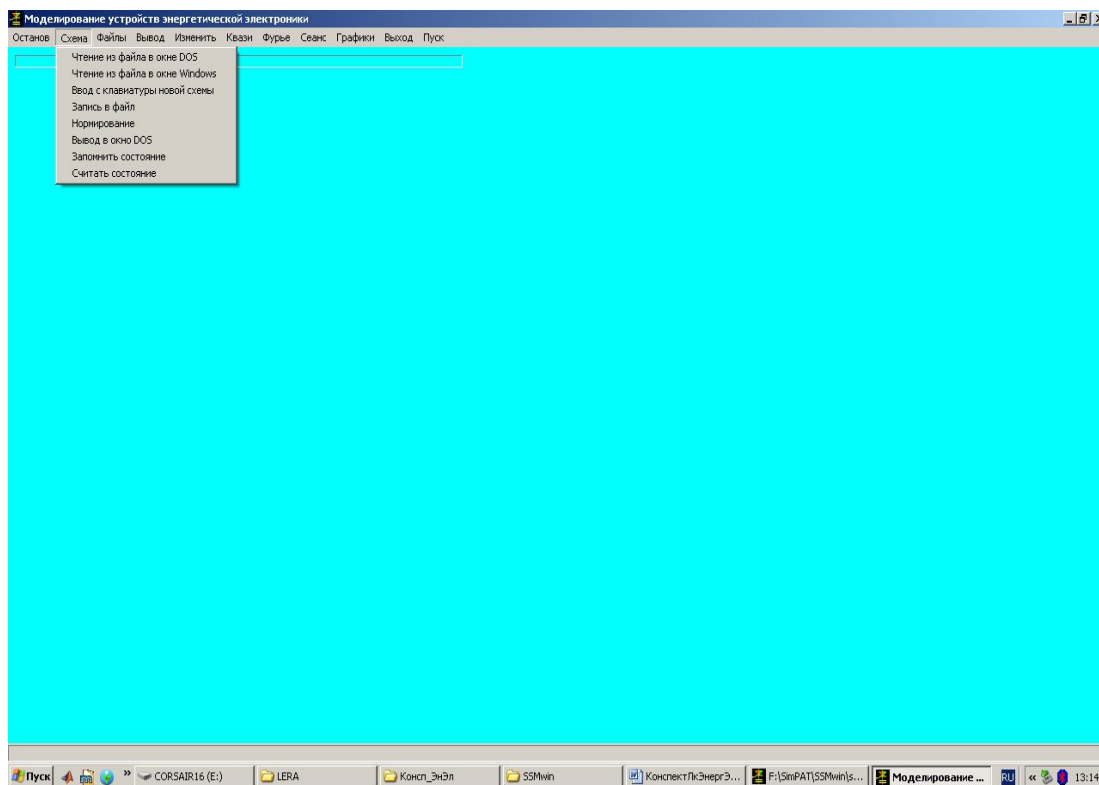


Рисунок 2.3

В ці протоколи записуються в тому числі і координати реперних точок, що відображають поведінку змінних стану і інших величин у часі при моделювання.

Програма СІМПАТ використовує апарат сигнальних графів. В ній передбачено автоматичне формування графів і матриць, за якими обчислюється електромагнітні процеси, пошук і уточнення моментів перемикань силових напівп-

ровідникових пристроїв, розв'язання всіляких проблем, пов'язаних з топологічними виродженнями та нестійкістю обчислювальних процесів. Для побудови графіків використовують файли протоколів, завдяки чому можна застосовувати будь-який побудовник часових діаграм (наприклад «Майстер діаграм» з MS Excel). В СІМПАТ передбачено також застосування методів, які дозволяють в десятки-сотні раз прискорити знаходження усталеного режиму перетворювача, а також провести гармонійний аналіз струмів і напруг за допомогою швидкого перетворення Фур'є. Слід зауважити, що СІМПА займає невеличкий об'єм (до 200кБ) і має високу швидкість, оскільки являє собою скомпільований файл, в той час, як файли SimPowerSystem обробляються інтерпретатором.

Контрольні питання

1. Чому треба детально розраховувати електромагнітні процеси в перетворювачах електричної енергії?
2. І чому полягають ускладнення аналізу процесів в пристроях енергетичної електроніки?
3. Хто запропонував принцип кусково-лінійної апроксимації нелінійних характеристик?
4. Яким чином втілюється кусково-лінійна апроксимація нелінійних характеристик?
5. Чому кусково-лінійна апроксимація спрощує розрахунки нелінійних систем?
6. Накресліть кусково-лінійні характеристики діода, тиристора, транзистора.
7. Які ознаки несе ідеалізація діода, тиристора, транзистора?
8. Як виглядають заступні схеми ідеальних діода, тиристора, транзистора?
9. В чому полягають умови переходу діоду у відкритий або закритий стан?
10. Які умови супроводжують переключення тиристора і транзистора?
11. Які змінні відносять до змінних стану в електричних системах?
12. Як виглядають рівняння за методом змінних стану?
13. Які методи використовують для інтегрування рівнянь за змінними стану?

14. Поясніть принципи організації програм для моделювання пристроїв енергетичної електроніки?
15. Які програми можна застосовувати для комп'ютерних розрахунків процесів в перетворювачах електричної енергії?

Лекція 3

ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Простіша схема однофазного випрямляча зображена на рис. 3.1,а. Трансформатор застосовується для перетворення напруги на потрібну амплітуду U_{2m} , яка забезпечує необхідну величину постійної напруги на навантаженні R_n . Будемо вважати трансформатор і вентиль ідеальними. Нагадаємо, що ідеальний трансформатор – це такий трансформатор, у якого відсутні витрати у міді обмоток і сталі осердя, а також відсутні поля розсіювання обмоток і відповідні індуктивності розсіювання обмоток. Крім цього, вважається, що власна індуктивність (індуктивність намагнічування) нескінченно велика, тобто, в неробочому ході ідеальний трансформатор не поглинає електричної енергії від живлячої мережі. Коли від мережі поступає хвиля позитивної напруги, потенціал анода вентиля перевищує потенціал катода, тому вентиль знаходиться у відкритому стані (його опір нульовий), і позитивна хвиля вторинної напруги прикладається до навантаження. При зворотній, негативній хвилі напруги, вентиль закривається (його опір нескінченно великий), і напруга на навантаженні дорівнює нулю. Таким чином, навантаження поглинає енергію лише протягом однієї на півхвилі, яку ще називають тактом. Тому цей випрямляч називають однофазним однотактним. Середнє значення напруги на навантаженні (рис. 3.1,б) знайдемо, усереднюючи площину вихідної напруги на періоді:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{2m} \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0,318 \cdot U_{2m}$$

Якщо виразити цю величину через діюче значення вторинної напруги

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

отримаємо:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,45 \cdot U_2.$$

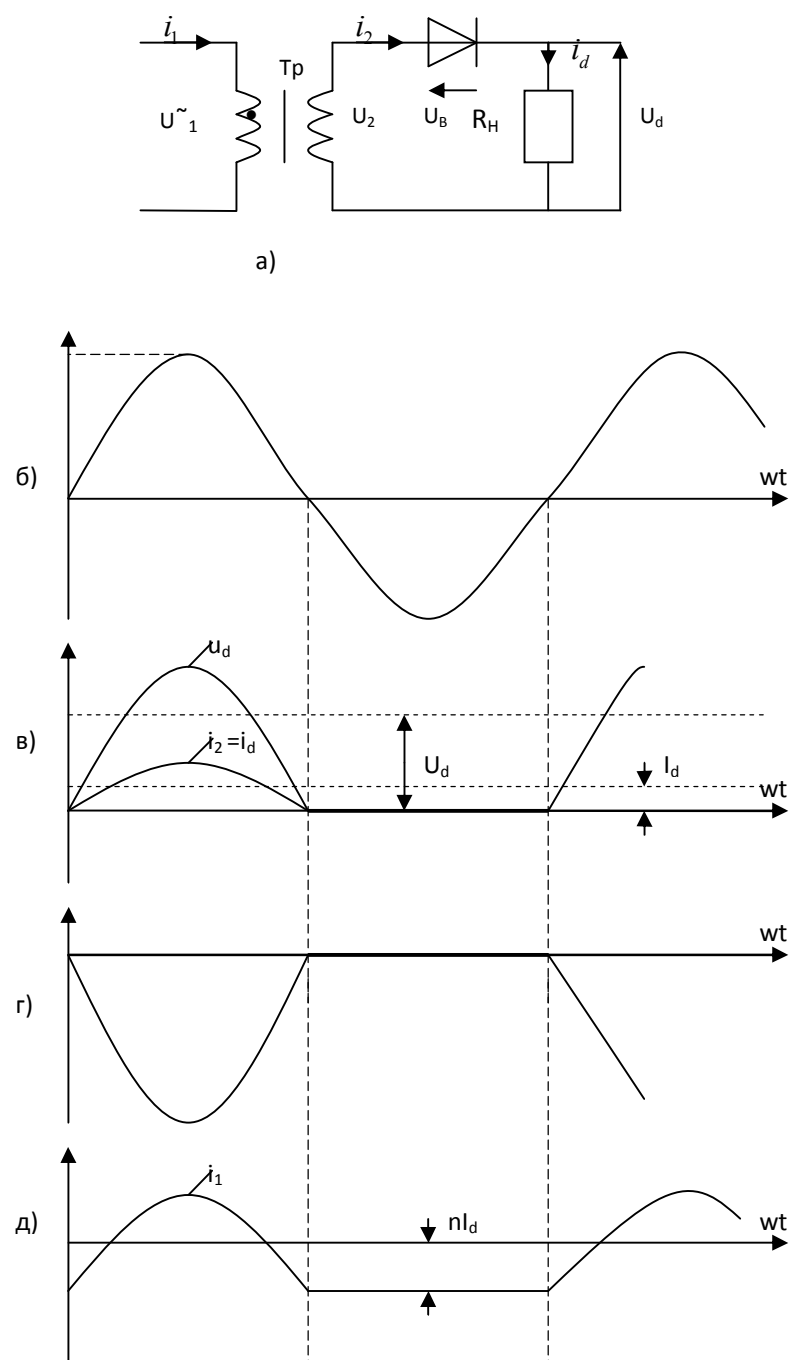


Рисунок 3.1.

Звідси можна обчислити величину вторинної напруги, яка потрібна для забезпечення напруги U_d на навантаженні. Діюче значення вторинної напруги:

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d = 2,22 \cdot U_d$$

амплітудне значення:

$$U_{2m} = \pi \cdot U_d = 3,14 \cdot U_d .$$

Коли клапан закритий, струм через навантаження відсутній, напруга на навантаженні дорівнює нулю, і вся напруга вторинної обмотки прикладається як зворотна напруга клапана $U_{\text{вообр}}$. Амплітуда цієї напруги дорівнює амплітуді вторинної напруги (рис. 3.1, г), що в π раз перевищує вихідну напругу випрямляча:

$$U_{\text{в max обр}} = \pi \cdot U_d$$

Максимальне значення струму через клапан (рис. 3.1, в) дорівнює амплітуді вихідного випрямляча:

$$I_{u \text{ max}} = \frac{U_{2m}}{R_{\text{н}}} = \frac{\pi \cdot U_d}{R_{\text{н}}} = \pi \cdot I_d ,$$

де $I_d = \frac{U_d}{R_{\text{н}}}$ – середнє значення випрямленого струму.

Ці значення максимальної зворотної напруги і максимального прямого струму слугують для вибору клапана в схемі.

Ефективне значення струму вторинної обмотки:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{\text{сmax}} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} = \frac{\pi \cdot I_d}{2} = 1,57 \cdot I_d,$$

тобто, ефективний струм вторинної обмотки більш ніж у 1,5 рази перевищує випрямлений струм.

При розгляді первинного струму в усталеному режимі будемо враховувати опір r_1 первинної обмотки. Вважаючи кількість витків W_1 в первинній обвитці, можемо записати рівняння за другим законом Кірхгофа для контуру первинної обвитки:

$$U_1 = r_1 \cdot i_1 + W_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

Звідки виразимо похідну потоку Φ в осерді:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{1}{W_1} U_1 - \frac{r_1}{W_1} i_1$$

Візьмемо інтеграл від обох частин останнього рівняння за період T :

$$\int_0^T \frac{d\Phi}{dt} dt = \frac{1}{W_1} \int_0^T U_1 dt - \frac{r_1}{W_1} \int_0^T i_1 dt$$

Інтеграл від лівої частини дорівнює:

$$\Delta\Phi = \Phi(T) - \Phi(0),$$

і в усталеному режимі значення потоку на початку і в кінці періоду повинні бути однакові, тобто $\Delta\Phi = 0$.

Перший інтеграл правої частини, який береться від синусоїдальної напруги U_1 , також дорівнює нулю (синусоїда не має постійної складової).

Тому можна записати в режимі решт, що

$$-\frac{r_1}{W_1} \int_0^T i_1 dt = 0$$

що означає відсутність постійної складової i в струмі первинної обмотки для усталеного режиму випрямляча.

Рівняння магніторухливих сил трансформатора можна представити у вигляді:

$$W_1 \cdot i_1 - W_2 \cdot i_2 = W_1 \cdot i_\mu,$$

де W_2 – кількість витків вторинної обмотки;

i_μ – струм намагнічування.

Для ідеального трансформатора $i_\mu = 0$, тому

$$i_1 = \frac{W_2}{W_1} i_2,$$

тобто первинний струм повторює форму вторинного, але не повинен мати постійної складової. Цим і з'ясовується графік первинного струму (рис.3.1,д).

Для побудови графіка первинного струму здійснюємо такі дії:

1. Будуємо складову струму намагнічування, якщо її треба враховувати. Її амплітуда:

$$I_{m\mu} = \frac{U_{1m}}{\omega L_1},$$

де U_{1m} – амплітуда напруги живлячої мережі; L_1 – індуктивність первинної обмотки.

Синусоїда цієї складової відстає від напруги мережі на $\frac{\pi}{2}$.

2. Будуємо складову навантаження випрямляча, яка визначається через несинусоїдний струм навантаження з урахуванням коефіцієнту трансформації:

$$i_{1(n)} = \frac{W_2}{W_1} i_2.$$

3. Сумуємо обидві складові.
4. Отриману криву треба змістити на величину її постійної складової, оскільки, як доведено вище, первинний струм має нульову постійну складову. Звичайно, якщо складовою намагнічування можна знехтувати, пункти 1, 3 відкидаються.

Знаючи ефективні (діючі) значення напруги і струму вторинної обмотки трансформатора, обчислимо її потужність:

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \times \frac{\pi}{2} I_2 = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} U_d I_d = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_d = 3,489 \cdot P_d$$

де $P_d = U_d \cdot I_d$ – потужність на навантаженні випрямляча.

Ефективне значення струму первинної обмотки трансформатора обчислимо за формулою:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt}.$$

Враховуючи, що струм i_1 наводиться із вторинної обмотки через коефіцієнт трансформації n і не має постійної складової, отримаємо:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [n(i_2 - I_d)]^2 dwt} = \sqrt{\frac{n^2}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} (I_{2m} \cdot \sin wt - I_d)^2 dwt + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_d)^2 dwt \right]} =$$

$$= \sqrt{\frac{n^2}{2\pi} \left(\frac{\pi \cdot I_{2m}^2}{2} - 4I_{2m}I_d + 2\pi \cdot I_d^2 \right)} = n \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi^3}{2} - 2\pi \right) I_d^2}$$

Нарешті:

$$I_1 = n \cdot I_d \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1};$$

Ефективне значення напруги первинної обмотки:

$$U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{\pi}{n\sqrt{2}} U_d.$$

Тепер обчислимо потужність первинної обмотки трансформатора:

$$P_T = U_1 \cdot I_1 = \frac{\pi}{n\sqrt{2}} U_d \cdot n I_d \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \times P_d = 2,69 P_d$$

Для проектування або вибору трансформатора вводять поняття типової потужності трансформатора:

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \times P_d + \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_d \right] = \frac{1}{2} (2,69 + 3,49) P_d = 3,09 P_d.$$

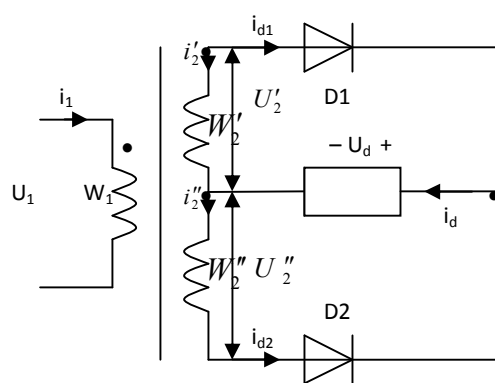
За показником типової потужності трансформатора обирається площа перерізу заліза трансформатора, для чого використовується емпірична формула:

$$S = \sqrt{P_T},$$

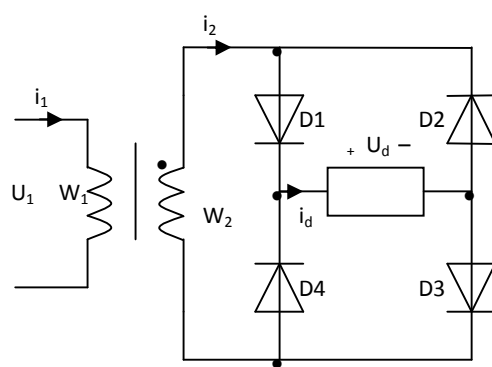
де P_T повинна мати розмірність [Вт], а S тоді виражається у [см²].

Слід зазначити, що за ефективними значеннями струмів обмоток обирається переріз проводу, виходячи зі значень щільності струму $y = 3 \div 5 \text{ A/мм}^2$. Отже однокатна однофазна схема випрямляча характеризується вкрай неефективним використанням трансформатора, потужність якого повинна більш ніж у тричі перевищувати потужність навантаження випрямляча.

На рис. 3.2 наведені схеми двотактних однофазних випрямлячів. В першій схемі трансформатор має дві однакові обвитки на вторинному боці, які вминаються послідовно. Загальна точка обвиток є одним з полюсів напруги на навантаженні R_n . До другого полюсу навантаження від обвиток ведуть напівпровідникові діоди Д1 і Д2. Точками на обмотках позначені однойменні полюси, тому відносно загальної (так званої нульової) точки напруги на вторинних обмотках U'_2 і U''_2 будуть змінюватися у протифазі (рис. 3.3 б). Тому протягом першого на півперіоду від $t=0$ до $t=\pi$ буде проводити діод Д1 (рис. 3.3 г), а від $t=\pi$ до $t=2\pi$ буде проводити діод Д2 (рис. 3.3 д). Завдяки цьому на навантаженні з'являється випрямлена напруга і струм (рис. 3.3 в). В цій схемі, якщо порівнювати з попередньою, у графіках напруги і струму навантаження, відсутня пауза з нульовою напругою і струмом. Напруга і струм навантаження присутні в обидва на півперіоди, тому схема називається *двотактною* (або *двохнапівперіодною*). Але струм навантаження складається із струмів обмоток, які завдяки перемиканням діодів працюють по чергово в кожному напівперіоді, а протягом другого напівперіода обмотка і її діод «відпочивають», тому що діод закритий і не пропускає через себе струму.



а)



б)

Рисунок 3.2.

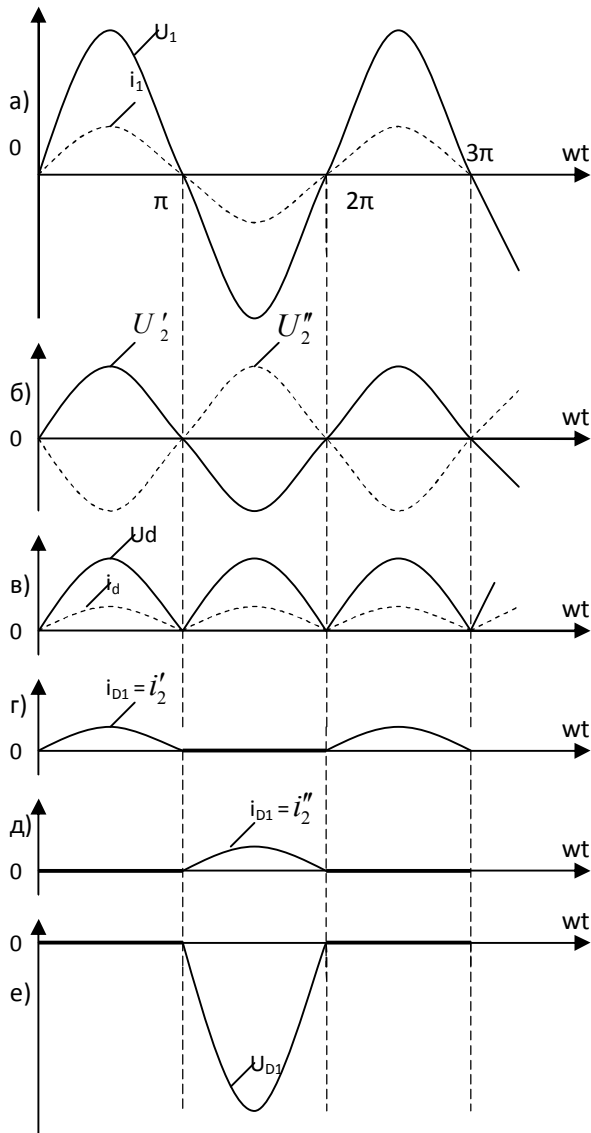


Рисунок 3.3.

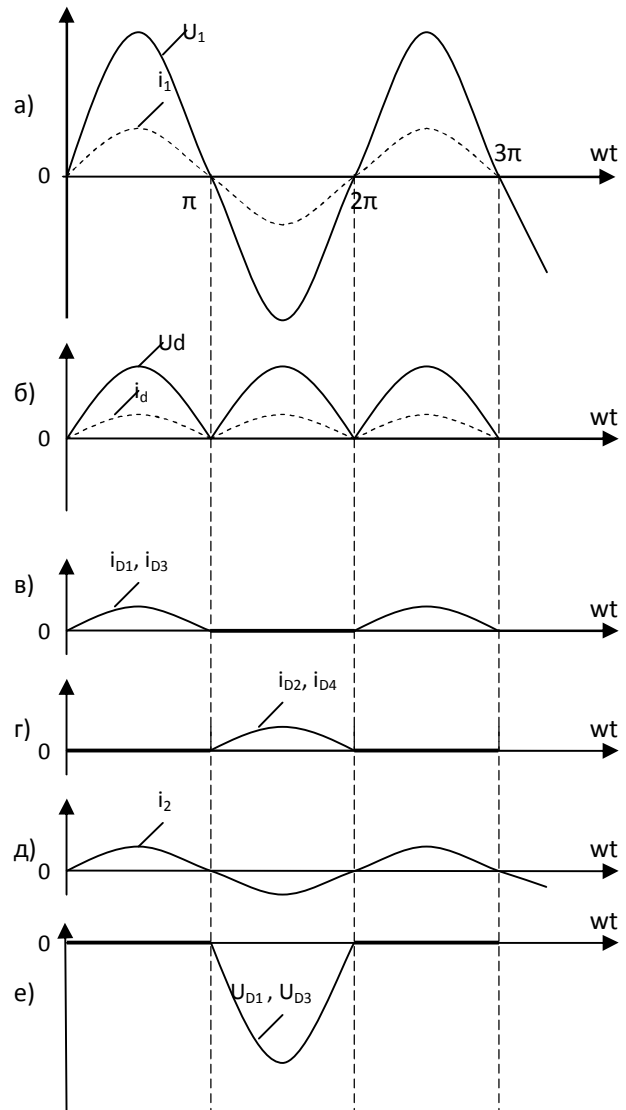


Рисунок 3.4.

Тому обвитки і діоди працюють у недовантаженому режимі і використовуються не повною мірою, що є недоліком схеми.

Звернімо увагу також на напругу на закритому діоді Д1 (рис. 3.3, е). Коли відкритий діод Д2, а Д1 закритий, то до останнього діода прикладається напруга обох обмоток W'_2 і W''_2 , тому амплітуда зворотної напруги на закритому діоді вдвічі перевищує амплітуду напруги на вторинній обвитці трансформатора.

Крім того, виконання двох обмоток на вторинній стороні трансформатора потребує додаткових технологічних зусиль, що також є недоліком цієї схеми.

Випрямлена напруга на навантаженні може бути розрахована як середнє значення несинусоїдальної напруги (рис. 3.3, в):

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} = 0,9U_2$$

де U_2 – діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора
 $U_2 = U'_2 = U''_2$.

Звідси можна визначити:

$$U_2 = \frac{\pi \cdot U_d}{2\sqrt{2}} = 1,11 \cdot U_d$$

Якщо відома напруга мережі U_1 , то коефіцієнт трансформації можна обчислити за формулою:

$$n = \frac{U_2}{U_1}$$

Для вибору діодів слід визначити середнє значення струму діода I_d , його максимальне значення $I_{d \max}$ і максимальне значення напруги на закритому діоді $U_{d \max}$.

Оскільки кожен діод проводить струм протягом одного напівперіоду, то середнє значення струму через діод:

$$I_d = \frac{I_d}{2} = \frac{2\sqrt{2} \cdot E_2}{\pi \cdot R_n} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{\pi \cdot R_n}$$

Максимальне значення струму діода:

$$I_{d \max} = \frac{U_{d \max}}{R_n} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_2}{R_n} = \frac{\sqrt{2} \pi \cdot U_d}{2\sqrt{2} \cdot R_n} = \frac{\pi \cdot I_d}{2} = 1,57 I_d$$

Максимальне значення зворотної напруги на діоді дорівнює подвійній амплітуді напруги на вторинній обвитці трансформатора:

$$U_{d \max} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 = \pi \cdot U_d$$

Для вибору трансформатора або його проектування треба знати діючі значення струмів обмоток.

Для вторинної обмотки діюче значення струму обчислюємо за формулою:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{2 \max} \sin wt)^2 d(wt)} = \frac{I_{2 \max}}{2} = \frac{I_{d \max}}{2} = \frac{\pi \cdot I_d}{4}$$

Для первинного струму, беручи до уваги коефіцієнт трансформації n , а також ту обставину, що струм в первинній обмотці синусоїдний, діюче значення струму дорівнює:

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot I_{d \max}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot \pi \cdot I_d}{2\sqrt{2}} = 1,11 I_d$$

Дійсне значення вторинного струму необхідно визначити за формулою:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} (1 - \cos 2wt) d(wt)} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 wt d(wt)} = \\ &= I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} (1 - \cos 2wt) d(wt)} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left[wt - \frac{1}{2} \sin 2wt \right] \Big|_0^\pi} = \\ &= I_{2m} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left\{ \pi - \frac{1}{2} [\sin 2\pi - \sin 0] \right\}} = I_{2m} \sqrt{\frac{\pi}{4\pi}} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2R_n} U_d = \\ &= \frac{\pi}{4R_n} U_d = \frac{\pi \cdot I_d}{4} \end{aligned}$$

Тоді потужність на вторинній обвитці:

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \cdot \frac{\pi}{4R_n} U_d = \frac{\pi^2}{8\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d^2}{R_n}$$

Тепер можемо установити потужність трансформатора:

$$P_T = \frac{P_1 + 2P_2}{2} = \frac{\pi^2}{16} P_d + \frac{\pi^2}{8\sqrt{2}} P_d = \frac{\pi^2}{8} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) P_d = 1,489 P_d$$

При проектуванні трансформатора важливим показником є так звана типова потужність трансформатора P_T . Вона визначається як напівсума потужностей усіх обмоток трансформатора. Цей показник у свого чергу визначає величину перетину пакета сталі трансформатора, яку у першому наближенні можна обчислити за емпіричною формулою:

$$S[cm^2] = \sqrt{P_T [W]}$$

Для трансформатора, що живить цю схему, маємо:

$$\begin{aligned} P_T &= \frac{P_1 + 2P_2}{2} = \frac{U_1 I_1 + 2U_2 I_2}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \cdot \frac{1}{n} \cdot n \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d + 2 \cdot \frac{\pi \cdot U_d}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi \cdot I_d}{4} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} \left(\frac{1}{2\sqrt{2}} + 2 \cdot \frac{1}{4} \right) \cdot U_d I_d = \frac{1}{2} \cdot 3,489 \cdot 0,853 \cdot U_d I_d = 1,489 \cdot U_d I_d = 1,489 \cdot P_d \end{aligned}$$

де $P_d = U_d \cdot I_d$ – потужність навантаження випрямляча.

Таким чином, типова потужність трансформатора для схеми випрямляча з нульовою точкою майже у півтори рази перевищує потужність, яку споживає навантаження цього випрямляча.

Схема на рис. 3.2, б називається *мостовою схемою однофазного двотактного випрямляча*.. Для позитивної напівхвилі живлячої синусоїдальної напруги

проводять струм діоди Д1 і Д3, для негативної на півхвилі проводять діоди Д2 і Д4.

Часові діаграми (рис. 3.4) для цієї схеми відрізняються від попередніх тим, що через вторинну обмотку протікає синусоїдальний струм, оскільки цей струм формується струмами парних і непарних діодів, при цьому ці струми протікають через вторинну обмотку у протилежних напрямках (рис. 3.4, д). Крім того, максимальне значення зворотної напруги діода становить величину U_{2m} . Для цієї схеми ефективне значення вторинного струму визначається з урахуванням синусоїдальної форми цього струму:

$$I_2 = \frac{I_{d \max}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d.$$

Тепер:

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{I_{d \max}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d$$
$$P_1 = U_1 I_1 = \frac{\pi}{n2\sqrt{2}} U_d \cdot \frac{n\pi}{2\sqrt{2}} I_d = \frac{\pi^2}{8} P_d.$$

Типова потужність трансформатора:

$$P_T = \frac{1}{2}(P_1 + P_2) = \frac{\pi^2}{8} P_d = 1,234 P_d$$

Таким чином, мостова схема має найменшу типову потужність трансформатора, тобто, в цій схемі трансформатор використовується найефективніше.

Контрольні питання

1. Накресліть схеми однофазних випрямлячів.
2. Яку роль відіграє трансформатор у випрямлячах?

3. За якими кількісними показниками обирають вентиля в схемах випрямлячів?
4. Як визначається типова потужність трансформатора, що живить випрямляч?
5. Як використовується типова потужність трансформатора при його проектуванні?
6. Який вид мають діаграми вихідної напруги однофазного і двофазного випрямлячів?
7. Які переваги і недоліки має кожна схема з розглянутих випрямлячів?
8. Для чого визначають ефективне значення струму через обмотки трансформатора?
9. Яким чином визначається напруга на навантаженні випрямляча?
10. Яким чином можна обчислити струм навантаження випрямляча?
11. Як визначається потужність кожної обмотки трансформатора?
12. Як обрати переріз проводу обмотки трансформатора випрямляча?

Лекція 4

ФІЛЬТРАЦІЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ВИПРЯМЛЯЧІВ

Навантаження випрямляча зазвичай потребує постійної напруги і струму. Однак напруга, що отримується після діодів, має вигляд уніполярних імпульсів, які утворюються синусоїдами вторинної напруги трансформатора, а ця форма в свою чергу обумовлена синусоїдальною формою напруги живильної мережі.

Розглянемо спектральний склад напруги однофазних випрямлячів. Періодична функція розкладається в нескінченний ряд Фур'є:

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t))$$

Коефіцієнти ряду визначаються за формулами:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t); \\ a_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t); \\ b_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(k\omega t) d(\omega t). \end{aligned}$$

Складові ряду Фур'є називають гармонічними складовими або гармоніками. Амплітуда k-ї гармоніки визначається за формулою:

$$C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

Якщо функція $f(\omega t)$ є парною, тобто виконується умова $f(-\omega t) = f(\omega t)$, то всі коефіцієнти b_k дорівнюють нулю, і залишаються лише коефіцієнти a_k ($k=0, 1, 2, \dots$), тобто функція розкладається лише по косинусним складовим, і коефіціє-

нти a_k представляють одночасно амплітуди відповідних гармонік, оскільки в цьому випадку $C_k = a_k$. Тому раціонально розкласти криві вихідних напруг випрямлячів, розглядаючи їх як парні функції, для чого достатньо змістити початок осі абсцис на момент максимуму напруги випрямляча.

На рис. 4.1,а наведено вид вихідної напруги однофазного однопоточного випрямляча, представленої для розкладання в ряд Фур'є за косинусними складовими. Для k -ї гармоніки маємо вираз:

$$\begin{aligned}
 a_k &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos(wt) \cdot \cos(kwt) d(wt) = \frac{U_{2m}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} [\cos(k+1)wt + \cos(k-1)wt] d(wt) = \\
 &= \frac{U_{2m}}{2\pi} \left[\frac{1}{k+1} \sin(k+1)wt + \frac{1}{k-1} \sin(k-1)wt \right] \Big|_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} = \\
 &= \frac{U_{2m}}{\pi} \left[\frac{1}{k+1} \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{k-1} \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{2} - \frac{\pi}{2}\right) \right] = \frac{U_{2m}}{\pi} \left[\frac{1}{k+1} \cos \frac{k \cdot \pi}{2} - \frac{1}{k-1} \cos \frac{k \cdot \pi}{2} \right] = \\
 &= -\frac{2 \cdot U_{2m}}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{k \cdot \pi}{2}}{(k-1) \cdot (k+1)}
 \end{aligned}$$

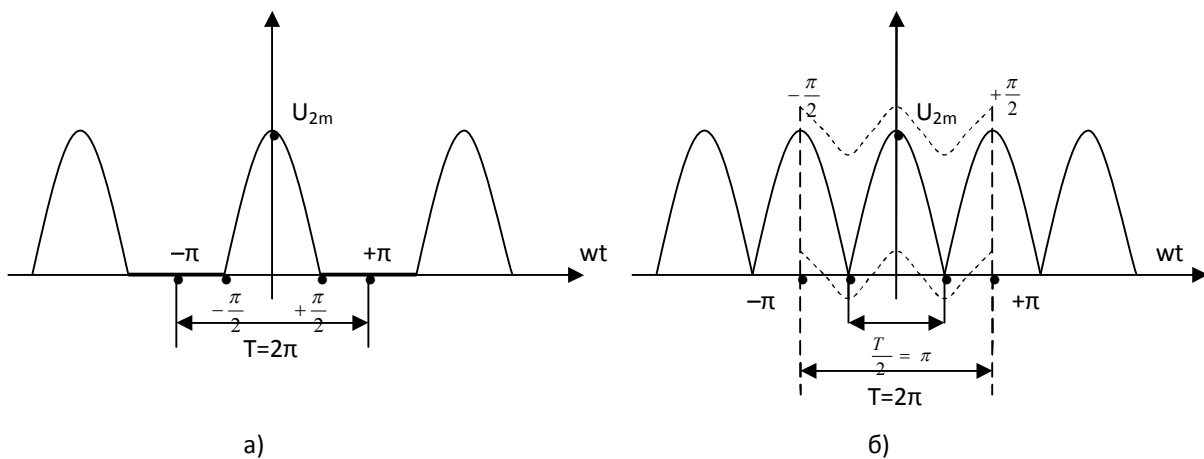


Рисунок 4.1.

$$a_k = \frac{U_{2m}}{2\pi} \cdot 4 \left(\frac{1}{k+1} \cos \frac{k \cdot \pi}{2} - \frac{1}{k-1} \cos \frac{k \cdot \pi}{2} \right) ..$$

Для того, щоб обчислити амплітуду першої гармоніки вихідної напруги, слід в отриману формулу підставити $k=1$. При цьому стикаємося з невизначеністю виду $\frac{0}{0}$; що примушує застосувати правило Лопіталя:

$$a_1 = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{k \cdot \pi}{2}}{k-1} = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cdot \lim_{k \rightarrow 1} \frac{\frac{d}{dk} \cos \frac{k \cdot \pi}{2}}{\frac{d}{dk}(k-1)} = -\frac{U_{2m}}{\pi} \lim_{k \rightarrow 1} \frac{-\frac{\pi}{2} \sin \frac{k \cdot \pi}{2}}{1} = \frac{U_{2m}}{2}$$

Амплітуда другої гармоніки обчислюється, як і амплітуди наступних парних гармонік, простою підстановкою: $k = 2, 4, 6, \dots$ Амплітуди наступних непарних гармонік ($k = 3, 5, 7, \dots$) дорівнюють нулю, оскільки при цьому $\cos_k \frac{\pi}{2} = 0$. Тому слід враховувати тільки:

$$a_2 = \frac{2 \cdot U_{2m}}{1 \cdot 3\pi}; \quad a_4 = -\frac{2 \cdot U_{2m}}{3 \cdot 5\pi}; \quad a_6 = \frac{2 \cdot U_{2m}}{5 \cdot 7\pi}; \quad a_8 = -\frac{2 \cdot U_{2m}}{7 \cdot 9\pi};$$

З урахуванням того, що раніше знайдене значення постійної складової $U_d = \frac{U_{2m}}{\pi}$ представляє коефіцієнт a_0 , отримаємо:

$$u_d = \frac{U_{2m}}{\pi} + \frac{U_{2m}}{2} \cos(\omega t) + \frac{2 \cdot U_{2m}}{1 \cdot 3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2 \cdot U_{2m}}{3 \cdot 5\pi} \cos 4\omega t + \frac{2 \cdot U_{2m}}{5 \cdot 7\pi} \cos 6\omega t \dots$$

що можна представити, якщо винести $U_d = \frac{U_{2m}}{\pi}$ за дужки:

$$u_d(\omega t) = U_d \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos(\omega t) + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t + \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{7 \cdot 9} \cos 8\omega t + \dots \right)$$

Вираз в дужках фактично показує відносну величину кожної з присутніх гармонік, оскільки постійна складова представлена одиницею. Для перевірки справедливості цієї формули можна синтезувати вихідну напруги сумою постійної складової і гармонійних складових, уяснити при цьому вплив кількості членів ряду на точність представлення вихідної напруги випрямляча.

При розкладенні в ряд Фур'є кривої вихідної напруги двотактного ($m=2$) випрямляча (рис. 4.1, б) раціонально обмежитись інтервалом періодичності від $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$ до $\left(+\frac{\pi}{2}\right)$, враховуючи при цьому, що при $k = 1$ фактично буде знайдена амплітуда $m \cdot k = 2$ -ї гармоніки (на рис. 4.1,б вона позначена перервною лінією). В такому разі:

$$a_{2K} = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) d(\omega t),$$

що приведе нарешті до виразу:

$$a_{2K} = -\frac{4 \cdot U_{2m}}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{k\pi}{2}}{(2k-1) \cdot (2k+1)}$$

Нарешті для вихідної напруги двотактного випрямляча з урахуванням, що $U_d = \frac{2U_{2m}}{\pi}$, отримаємо:

$$u_d = U_d \left(1 + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t + \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \dots \right)$$

Корисною складовою вихідної напруги випрямляча є лише постійна складова. Гармонічні складові видаляються частково шляхом їх зменшення за допомогою згладжуючих фільтрів. Порівнюючи складові, звернімо увагу, що при

підвищенні частоти складової її амплітуда зменшується. Тому найбільшу амплітуду має гармоніка з найнижчою амплітудою, яка називається *основою*. Так у одноктному випрямлячі основна гармоніка за частотою співпадає з частотою живлячої мережі, а у двоктному випрямлячі основна гармоніка за частотою дорівнює подвійній частоті мережі.

Якість вихідної напруги характеризується параметром, що називається *коефіцієнтом пульсації*, який дорівнює відношення амплітуди основної (найнижчої) гармоніки до середнього значення випрямленої напруги:

$$q = \frac{U_{mo}}{U_d}$$

Так, для одноктної схеми $q = \frac{\pi}{2} = 1,57$, а для двоктної $q = \frac{2}{3} = 0,667$.

Згладжувальні фільтри в силових схемах будують на реактивних елементах, намагаючись уникнути втрат постійної напруги. Індуктивності вмикають послідовно з навантаженням (в поздовжньому напрямі), а ємності – паралельно навантаженню (в поперечному напрямі).

Таким способом примушують гармонічні складові давати суттєві падіння їх напруг на індуктивностях, чий опір ($x_L = \omega L$) збільшується при збільшенні ω . Наявність поперечних ємностей зменшує опір навантаження, і тим самим зменшує падіння напруг гармонік завдяки тому, що опір ємності $x_C = \frac{1}{\omega C}$ зменшується при збільшенні ω .

Ефективність згладжувального фільтра оцінюється за показником, який називається *коефіцієнтом згладжування*, який дорівнює відношенню коефіцієнта пульсації на вході фільтра до коефіцієнта пульсації на виході фільтра:

$$S = \frac{q_{ex}}{q_{вих}}$$

Розглянемо індуктивний фільтр (рис. 4.2, а).

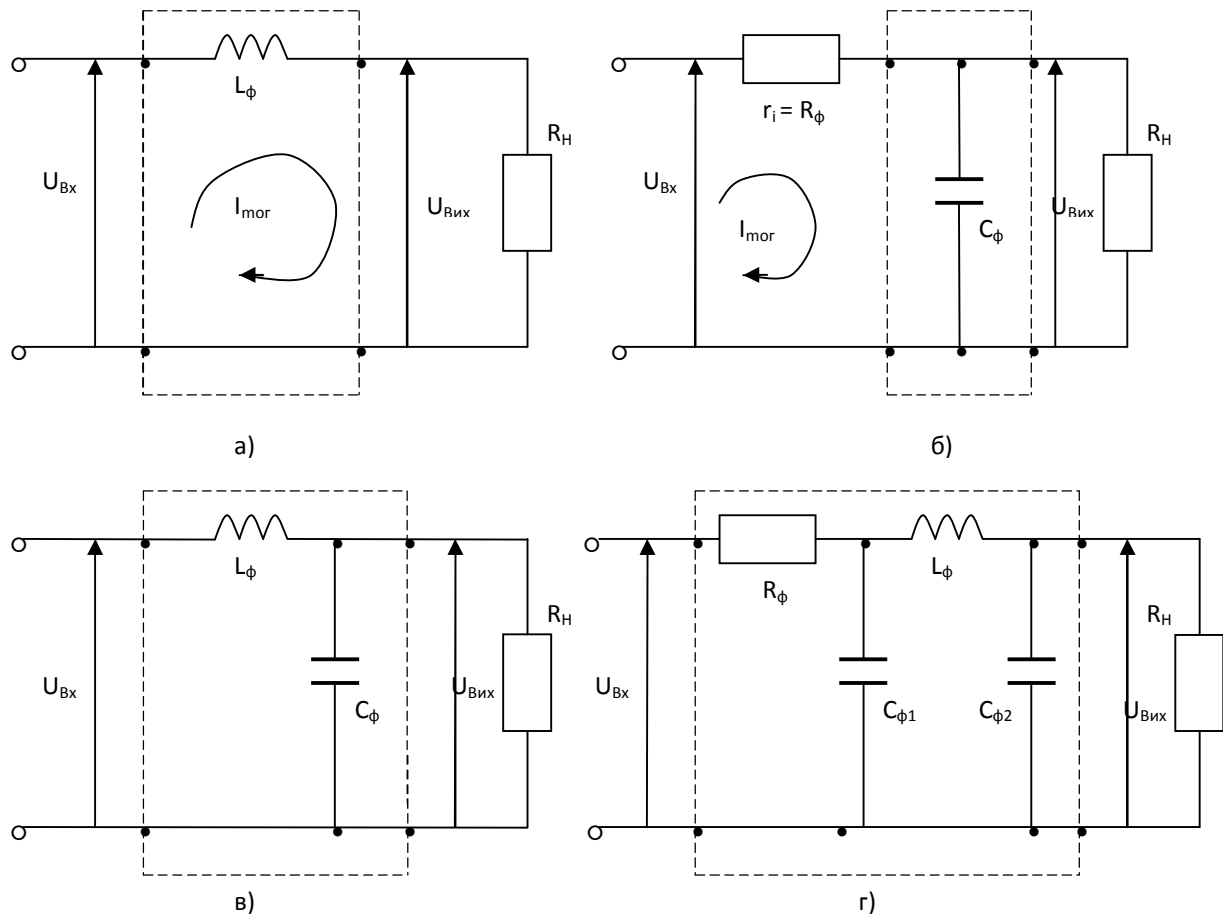


Рисунок 4.2.

Оскільки постійна складова струму не приводить до падіння будь-якої напруги на індуктивності, то $U_{двх} = U_{двих}$, і коефіцієнт згладжування визначається відношенням лише напруг основної гармоніки на вході фільтра до напруги на його виході:

$$S = \frac{U_{m22вх}}{U_{m22вих}} = \frac{I_{moo} \sqrt{R_H^2 + (w_{oz} L_\phi)^2}}{I_{moo} \cdot R_H} = \frac{\sqrt{R_H^2 + (w_{oz} L_\phi)^2}}{R_H},$$

де $I_{\text{мор}}$ – амплітуда струму основної гармоніки, який протікає через L_ϕ і R_H .

З цього виразу видно, що коефіцієнт згладжування підвищується, якщо $\omega_{oz} L_\phi \gg R_H$. За заданим S можна визначити величину індуктивності фільтра L_ϕ :

$$L_\phi = \frac{R_H \sqrt{S^2 - 1}}{\omega_{oz}}$$

Якщо вважати $S^2 \gg 1$, то:

$$L_\phi \approx \frac{R_H S}{\omega_{oz}}$$

Ємнісний фільтр (рис. 4.2, б) створюється конденсатором C_ϕ , що вмикається паралельно навантаженню. При розрахунках такого фільтра слід враховувати опір r_i , який складається з опору мережі, трансформатора, діодів та провідників, що з'єднують елементи схеми.

В малопотужних випрямлячах навіть застосовують вмикання спеціального резистора R_ϕ замість r_i (або послідовно з ним), завдяки чому забезпечують не тільки фільтрацію, а і зниження постійної напруги, що необхідно для живлення, наприклад, вхідних каскадів підсилювачів. Аналізуючи цей фільтр, візьмемо до уваги, що постійна складова напруги на виході фільтра $U_{\text{двих}}$ менше, ніж постійна складова напруги на вході $U_{\text{двх}}$, оскільки на поздовжньому резисторі відбувається падіння як змінної, так і постійної складовою:

$$\gamma = \frac{U_{\text{двх}}}{U_{\text{двих}}} = \frac{R_H}{R_\phi + R_H}$$

Тоді коефіцієнт згладжування:

$$S_1 = \frac{U_{mogBx}}{U_{dBx}} \div \frac{U_{mogBux}}{U_{dBux}} = \frac{U_{mogBx}}{U_{mogBux}} \cdot \frac{U_{dBux}}{U_{dBx}} = \gamma \frac{U_{mogBx}}{U_{mogBux}}$$

Змінні складові напруг можна обчислити через струм $I_{\text{мог}}$, що протікає в контурі фільтрації:

$$U_{mogBx} = I_{\text{мог}} \sqrt{R_\phi^2 + z_H^2}; \quad U_{mogBux} = I_{\text{мог}} \cdot z_H^2,$$

де z_H – комплексний опір навантаження R_H з паралельно ввімкненою ємністю C_ϕ . Оскільки зазвичай ємність конденсатора C_ϕ настільки велика, що опір конденсатора C_ϕ на порядок менше опору навантаження, то можна вважати, що

$$z_H \approx x_{c\phi} = \frac{1}{w_{og} C_\phi}.$$

Коефіцієнт згладжування:

$$S = \gamma \cdot \frac{\sqrt{R_\phi^2 + \left[\frac{1}{w_{og} C_\phi} \right]^2}}{1} = \gamma \sqrt{1 + (w_{og} C_\phi R_\phi)^2}$$

Звідси при заданих S , γ , w_{og} , R_ϕ можна обчислити необхідну величину ємності фільтра:

$$C_\phi = \frac{\sqrt{S^2 - \gamma^2}}{\gamma \cdot w_{og} R_\phi}$$

Вважаючи, що $R_\phi = R_n \frac{1-\gamma}{\gamma}$, підставимо цей вираз в останню формулу:

$$C_{\phi} = \frac{\sqrt{S^2 - \gamma^2}}{w_{og} R_H (1 - \gamma)}$$

Звичайно обирають $\gamma = 0,8 - 0,9$, тому $S^2 \gg \gamma^2$, і γ^2 під коренем можна знехтувати:

$$C_{\phi} \approx \frac{S}{w_{og} R_H (1 - \gamma)}$$

RC – фільтр рекомендують використовувати при навантаженнях, що вони мають велику складову активного опору R_H , при цьому втрати активної потужності на R_{ϕ} будуть незначними. Г- подібний індуктивно-ємнісний фільтр (рис. 4.2, б) проектується таким чином, щоб $x_{L\phi} \gg x_{C\phi} \gg R_H$. В такому разі індуктивність забирає на себе більшу частину змінної складової напруги випрямляча, а ємність шунтує навантаження для змінної складової і зменшує тим ту її частку, що влучає на навантаження. Оскільки індуктивність не забирає на себе постійної складової, то $U_{dвх} = U_{dвих}$, і коефіцієнт згладжування

$$S = \frac{U_{mBx}}{U_{mBux}} = \frac{x_L + \frac{x_{C\phi} R_H}{x_{C\phi} + R_H}}{\frac{x_C R_H}{x_C + R_H}} \approx \frac{x_{L\phi} + x_{C\phi}}{x_{C\phi}} \approx \frac{x_{L\phi}}{x_{C\phi}}$$

$$\text{З урахуванням} \quad x_L = jw_{og} L_{\phi}, \quad x_C = \frac{1}{(jw_{og} C_{\phi})},$$

$$S = \left| \frac{x_{L\phi}}{x_{C\phi}} \right| = w_{og}^2 L_{\phi} C_{\phi}.$$

Звідси можна отримати співвідношення, що потрібне для вибору елементів фільтра:

$$L_{\phi} C_{\phi} = \frac{S}{\omega_{ог}^2}$$

Подальший вибір значень L_{ϕ} і C_{ϕ} здійснюють з урахуванням різноманітних умов (оптимальна вартість компонентів, оптимальні малогабаритні показники, мінімізація втрат у фільтрі і т. п.). При цьому величина L_{ϕ} потрібна бути досить великою, щоб забезпечувати безперервність струму в цій індуктивності. Для цього необхідно, щоб амплітуда змінної складової струму I_m була менша, ніж середнє значення випрямленого струму I_d :

$$I_m < I_d$$

Оскільки $I_m = \frac{U_{mBx}}{\omega_{ог} L_{\phi}}$, а $I_d = \frac{U_d}{R_H}$, то

$$\frac{U_{mBx}}{\omega_{ог} L_{\phi}} < \frac{U_d}{R_H}.$$

Виразимо звідси L_{ϕ} :

$$L_{\phi} \geq \frac{U_{mBx} \cdot R_H}{\omega_{ог} U_d} = \frac{q \cdot R_H}{\omega_{ог}}$$

Складні (багатоланкові) фільтри дозволяють суттєво підвищити коефіцієнт згладжування, тому що при цьому результуючий коефіцієнт згладжування при цьому дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування окремих ланок:

$$S_{\Sigma} = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot \dots$$

На рис. 4.2, г наведено схему дволанкового фільтра, який складається з резистивно-ємнісного фільтра $R_{\phi} C_{\phi 1}$ і індуктивно-ємнісного фільтра $L_{\phi} C_{\phi 2}$.

Контрольні запитання

1. Яка складова вихідної напруги випрямляча є корисною?
2. Яким чином визначаються коефіцієнти ряду Фур'є в загальному виді?
3. Як визначаються гармонічні складові, якщо функція, що розкладається в тригонометричний ряд, є парна?
4. Які гармонічні складові присутні у вихідній напрузі однопольового і двопольового однофазних випрямлячів?
5. Яким чином визначається якість напруги випрямляча?
6. Який кількісний параметр характеризує якість згладжу вального фільтра?
7. Накресліть основні схеми згладжу вальних фільтрів.
8. Виведіть вирази для коефіцієнтів згладжування основних ланок згладжу вальних фільтрів.
9. Виведіть формули для вибору реактивних елементів згладжу вальних фільтрів RC, RL і LC типів.
10. Як визначають коефіцієнт згладжування багатоланкових згладжу вальних фільтрів?

Лекція 5

ВПЛИВ РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ФІЛЬТРІВ НА РОБОТУ ВИПРЯМЛЯЧІВ.

При оцінці властивостей згладжувальних фільтрів у попередньому розділі застосовувався спрощений підхід, при якому досліджувалося проходження синусоїди основної гармоніки випрямленої напруги через ланки фільтра, утвореного активними і реактивними елементами. Насправді при вмиканні реактивних елементів на виході випрямляча, його функціонування якісно відрізняється від роботи лише на активний резистор. Реактивні елементи запасують енергію, виявляють інерційні якості у повній відповідності з їх диференціальними рівняннями:

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt} ;$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} ;$$

що в свою чергу впливає на форму вихідної напруги випрямляча і на струми і напруги діодів, що випрямляють. Розглянемо еквівалентну розрахункову схему однофазного випрямляча, що працює на ємнісно-резистивне навантаження (рис 5.1 а). В цій схемі $e(t) = E_{2m} \sin \omega t$ представляє напругу, що живить через діод навантаження (напруга на вторинній обмотці живлячого трансформатора). Резистор r відображає внутрішній опір джерела живлення, що складається з опору живильної мережі, опору обмоток трансформатора, а також опору діодів і сполучних провідників. В такому разі діод D можна вважати ідеальним. Ємність C згладжувальна, вмикається паралельно навантаженню, яке приймемо активним.

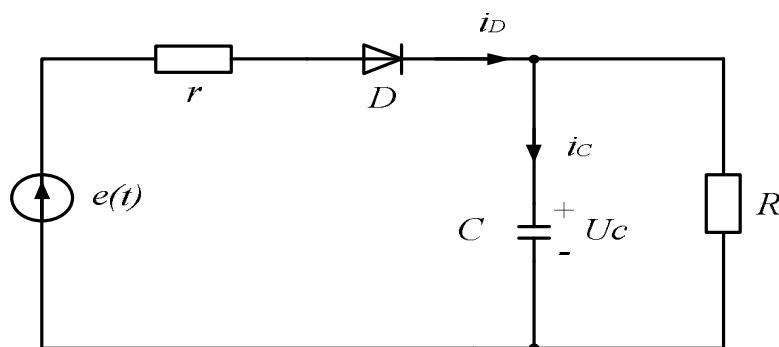


Рисунок 5.1 а.

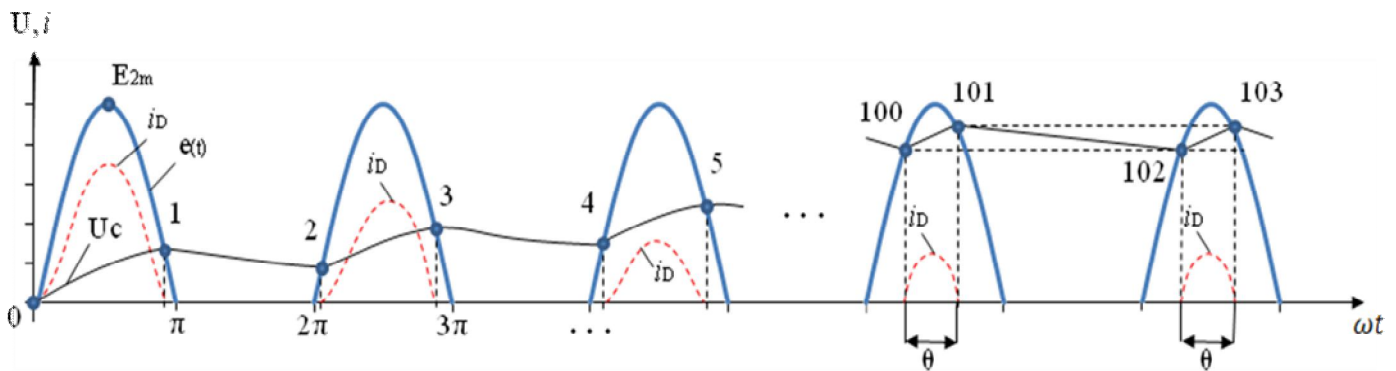


Рисунок 5.1 б.

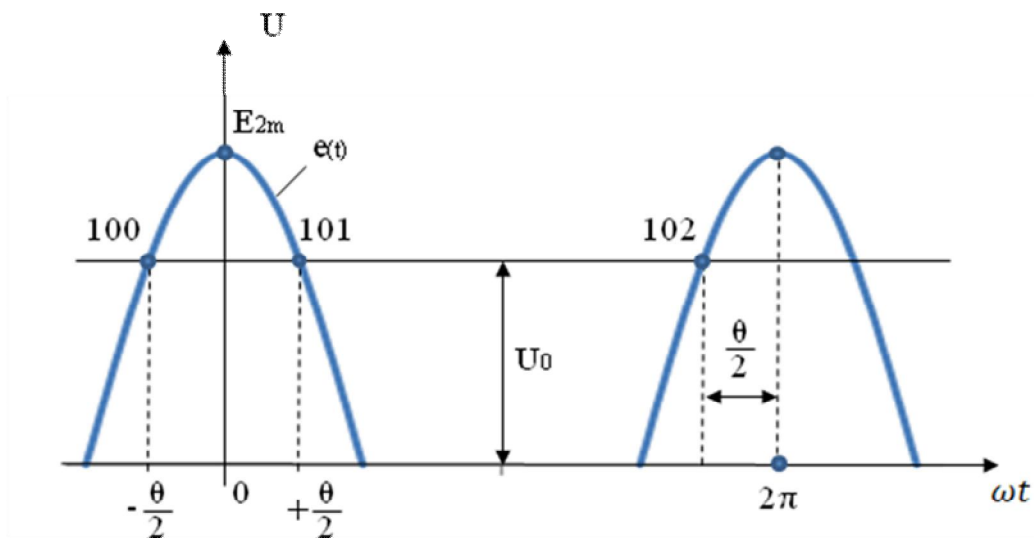


Рисунок 5.1 в.

На рис 5.1 (б) покажемо графіки, що якісно пояснюють перехідний процес вмикання випрямляча при умові, що початкова напруга на ємності фільтра нульова. Цілими числами пронумеровані характерні точки 0,1,2,3,... в яких діод відкривається (парні номери) і закривається (непарні номери). Напівсинусоїди показують позитивні напруги вторинної обмотки трансформатора, які відображали вихідну напругу випрямляча при відсутності ємності C . Але при наявності ємнісного фільтра напруга на ємності буде представляти і напругу навантаження і змінюватися так, як показує графік U_c . У момент t_0 напруга $U_c=0$, діод відкривається і напруга U_c починає зростати за рахунок заряду конденсатора від $e(t)$ через відносно малий резистор r . Відкритий стан діода і заряд конденсатора будуть тривати до точки 1, де напруга на конденсаторі досягне напруги $e(t)$, і далі діод закриється. Тепер конденсатор буде розряджатися через віднос-

но великий резистор R , тобто розряд конденсатора відбувається у десятки разів повільніше, ніж його заряд. Тим часом у точці 2 напруга джерела почне перевищувати напругу U_c , діод знову відкриється. Але при цьому на конденсаторі буде залишатися деяка початкова напруга, тому конденсатор буде заряджатися до більшого значення в точці 3, ніж у точці 1. Перехідний процес подібним чином продовжується до настання усталеного режиму, який умовно відображається з точки 100. Період усталеного режиму характеризується тим, що значення напруги у точках 100 і 102 рівні, а також однакові значення у точках 101 і 103. Інтервал провідності діода визначається кутом $\theta < \pi$, тобто інтервал провідності при наявності ємності скорочується порівняно з роботою на активне навантаження. Струм діода i_D (показаний на рис. 5.1 (б) пунктиром) має найбільшу амплітуду у першому періоді, коли конденсатор незаряджений. При цьому:

$$I_{mD} = \frac{E_{2m}}{r};$$

Зі збільшенням напруги на фільтровому конденсаторі, амплітуда струму через діод зменшуватиметься до значення:

$$I_{mD} = \frac{E_{2m} - U_0}{r};$$

де U_0 - середнє значення напруги на конденсаторі.

Оскільки фільтровий конденсатор встановлюють досить великої ємності, то напругу на ньому можна вважати практично постійною (теоретично це дійсне коли $C \rightarrow \infty$). Цей випадок ілюструється на рис. 5.1 (в), де умовний часовий пульс розміщений так, що $e(t) = E_2 \cos \omega t$. В інтервалі часу від $-\frac{\theta}{2}$ до $+\frac{\theta}{2}$ діод відкритий, конденсатор заряджається і струм через конденсатор:

$$i_c = i_d - i_R = \frac{e(t) - U_0}{r} - \frac{U_0}{R}.$$

В інтервалі часу від $+\frac{\theta}{2}$ до $(2\pi - \frac{\theta}{2})$ діод закритий, і струм розряду конденсатора дорівнює струму резистора:

$$i_R = \frac{U_0}{R}.$$

Заряди конденсатору за обидві інтервали повинні дорівнювати один одному в усталеному режимі:

$$\int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} \left(\frac{e(t) - U_0}{r} - \frac{U_0}{R} \right) d\omega t = \int_{+\frac{\theta}{2}}^{2\pi - \frac{\theta}{2}} \frac{U_0}{R} d\omega t.$$

З урахуванням того, що $U_0 = E_m \cos \frac{\theta}{2}$, отримаємо:

$$\frac{E_m}{r} \int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} \cos \omega t d\omega t - \frac{E_m \cos \frac{\theta}{2}}{r} \int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} d\omega t = \frac{E_m \cos \frac{\theta}{2}}{R} \int_{+\frac{\theta}{2}}^{2\pi - \frac{\theta}{2}} d\omega t.$$

Беручі інтеграли отримаємо:

$$\frac{1}{r} \sin \omega t \Big|_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} - \frac{\cos \frac{\theta}{2}}{r} \omega t \Big|_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} = \frac{\cos \frac{\theta}{2}}{R} \omega t \Big|_{-\frac{\theta}{2}}^{2\pi - \frac{\theta}{2}}.$$

Після підставлення меж інтегрування:

$$\frac{1}{r} \left\{ \left[\sin \frac{\theta}{2} - \sin \left(-\frac{\theta}{2} \right) \right] - \cos \frac{\theta}{2} \left[\frac{\theta}{2} - \left(-\frac{\theta}{2} \right) \right] \right\} = \frac{1}{R} \left[2\pi - \frac{\theta}{2} - \left(-\frac{\theta}{2} \right) \right].$$

Або:

$$\frac{1}{r} \left(2 \sin \frac{\theta}{2} - \cos \frac{\theta}{2} \cdot 2 \cdot \frac{\theta}{2} \right) = \cos \frac{\theta}{2} \cdot \frac{1}{R} \cdot 2\pi.$$

Розділивши обидві частини на $2 \cdot \cos \frac{\theta}{2}$ отримаємо

$$\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} = \frac{\pi \cdot r}{R}.$$

Таким чином отримуємо трансцендентне рівняння, яке за параметрами схеми дозволяє обчислити значення кута $\frac{\theta}{2}$, який називають кутом відсічки. Розв'язання рівняння можна здійснити чисельними методами (ітерації, дихотомії), а також за допомогою засобів MS Excel або MathCAD.

Якщо розглядати двохтактну схему випрямляча, при роботі на нескінчену ємність, то рівняння для зарядів конденсатора будуть розглядатися на періоді

$T = \pi$, тому:

$$\int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} \left(\frac{e(\tau) - U_0}{r} - \frac{U_0}{R} \right) d\omega t = \int_{+\frac{\theta}{2}}^{\pi - \frac{\theta}{2}} \frac{U_0}{R} d\omega t.$$

що приведе до рівняння:

$$\tan \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} = \frac{\pi \cdot r}{2 \cdot R}.$$

При цьому величина U_0 збільшиться, а кут відсічки відповідно зменшиться.

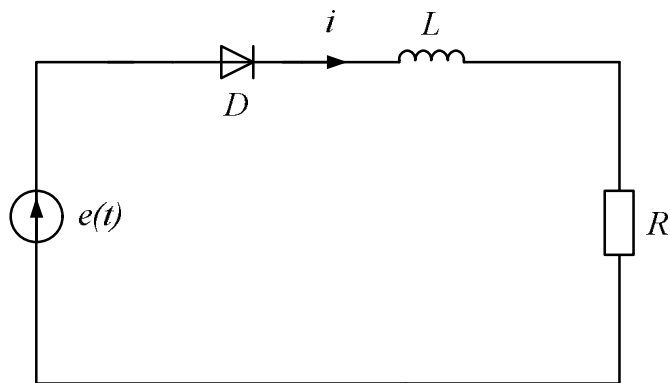


Рисунок 5.2 а.

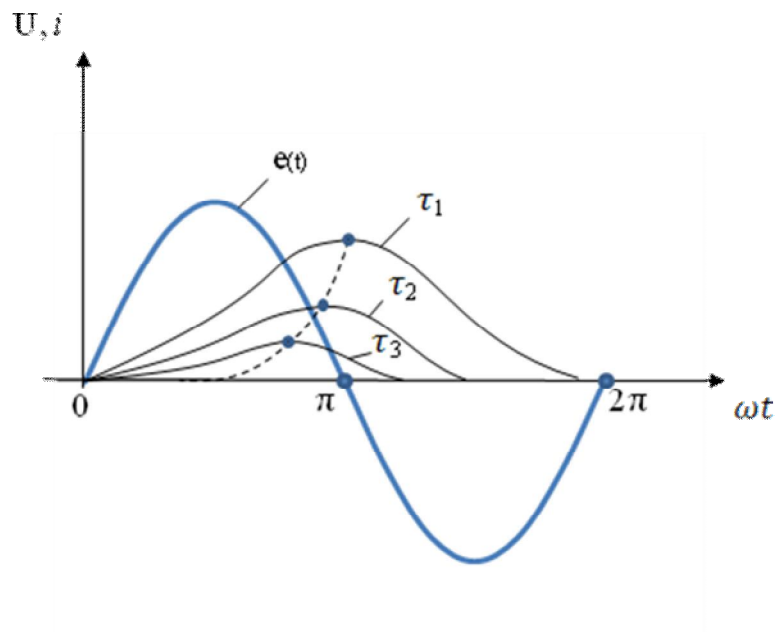


Рисунок 5.2 б.

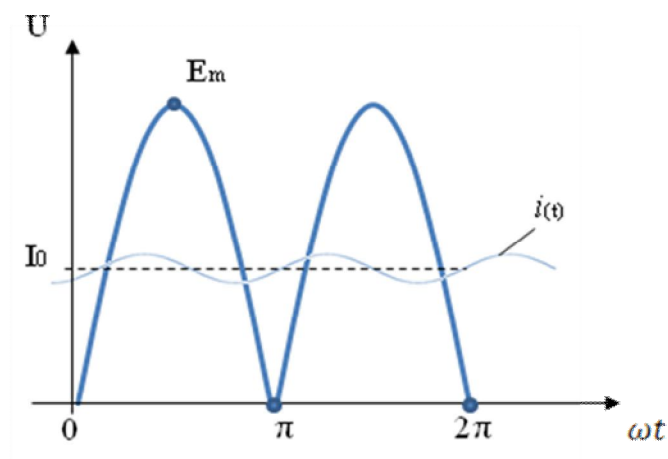


Рисунок 5.2, в.

Розрахункова схема однофазного випрямляча при роботі на індуктивно-активне навантаження $R L$ наведена на рис. 5.2 (а). У цьому випадку струм $i(t)$ має перервний характер, і в кожному періоді процес протікання струму через діод і навантаження починається в момент, коли живильна напруга $e(t) = E_m \sin \omega t$ зростаючи, переходить через нуль. В цей момент діод відкривається, і струм підкоряється диференціальному рівнянню:

$$L \frac{di}{dt} + R_i = E_m \sin \omega t$$

при початковій умові $i_{(0)} = 0$.

Характеристичне рівняння:

$$L_p + R = 0$$

має один корінь

$$P_1 = -\frac{R}{L}.$$

Вільна складова перехідного струму:

$$i_{1(t)} = I_e e^{-\frac{R}{L}t}.$$

Примусова складова визначається джерелом $e(t)$:

$$i_{2(t)} = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega l)^2}} \sin(\omega t - \varphi_n),$$

де $\varphi_n = \arctg \frac{\omega l}{R}$.

Повне розв'язання цього диференціального рівняння:

$$i_{(t)} = i_{1(t)} + i_{2(t)} = I_e e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega l)^2}} \sin(\omega t - \varphi_n),$$

Величину I визначимо з початкової умови:

$$0 = I + \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega l)^2}} \sin(-\varphi_n),$$

звідки $I = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega l)^2}} \sin \varphi_n$.

Тому кінцевий результат розв'язання диференціального рівняння:

$$i_{(t)} = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega l)^2}} \left[\sin \varphi_n e^{-\frac{R}{L}t} + \sin(\omega t - \varphi_n) \right],$$

Цей вираз дійсний до моменту часу, коли $i(t)$ стане змінюватися і досягне нульового значення. В цей момент діод закриється, і далі струм буде нульовий до наступного періоду.

Момент закривання діода t_0 можна визначити, розв'язавши трансцендентне рівняння:

$$\sin \varphi_H e^{-\frac{R}{L}t_0} + \sin(\omega t_0 - \varphi_H) = 0.$$

З метою розв'язання цього рівняння можна використовувати чисельні методи, або ітераційні методи. Розв'язання має вигляд, показаний на рис. 5.2 (б). Як можна з'ясувати з останнього рівняння, довжина інтервалу провідності діода залежить виключно від співвідношення сталої часу $\tau = \frac{L}{R}$. При збільшенні τ збільшується довжина інтервалу провідності і амплітудне значення струму $i(t)$.

В табл. 5.1 приведені залежності від τ кута провідності γ в ел. градусах, амплітудного значення струму I_m і відповідно йому моменту часу t_m для параметрів схеми $E_m = 100 \text{ В}$, $f = 50 \text{ Гц}$, $L = 0,006366$:

Таблиця 5.1

R	$\tau = L/R$	γ , ел. град.	I_m , А	t_m , с
0,001	6,366	354,96	99,92	0,0100
0,01	0,636	345,8	99,21	0,0100
0,1	0,0636	316,4	92,71	0,0097
1	0,00636	249,27	55,53	0,0081
2	0,00318	225,82	37,8	0,0073
5	0,00127	201,82	18,62	0,0062
10	0,000636	151,31	9,8	0,0056
20	0,000318	185,7	4,97	0,0053
50	0,000127	182,28	1,998	0,0051
100	0,0000636	181,14	0,999	0,0051

Таким чином, при індуктивно-резистивному навантаженні спостерігається збільшення інтервалу провідності діода порівняно з варіантом резистивного навантаження. З фізичної точки зору це з'ясовується тією обставиною, що індуктивність у відповідності до закону Ленца затягує процес спаду струму, і тому

кут провідності $\gamma > \pi$. Для діаграм на рис 5.2 (б) справедливе співвідношення $\tau_1 > \tau_2 > \tau_3$.

При роботі двотактної схеми випрямляча на індуктивно-резистивне навантаження, на навантаження в першу чергу впливають обидва такти живлячої напруги (рис. 5.2 (в)), тому струм навантаження може бути безперервним.

При цьому крива струму коливається з більш або менш великою амплітудою навколо середнього значення випрямленого струму.

$$I_0 = \frac{U_0}{R} = \frac{2 \cdot E_{2m}}{\pi \cdot R};$$

При обчисленні рівняння струму слід враховувати, що він підкоряється диференціальному рівнянню:

$$L \frac{di}{dt} + R_i = E_m \sin \omega t$$

Однак початкове значення $i_{(0)}$ визначається умовою досягнення квазістатичного режиму, яка полягає у тому, що виконується рівняння:

$$i_{(0)} = i_{(\pi)}$$

тобто періодичність струму в двотактній схемі випрямляча може бути прийнятою π . Початкове значення струму $i_{(0)}$ знайдемо скориставшись розв'язанням у вигляді:

$$i_{(\omega t)} = I e^{-\frac{R}{L} \omega t_0} + I_m \sin(\omega t - \varphi_n).$$

При $\omega t = 0$, $i_{(\omega t)} = i_{(0)}$, враховувати в лівій і правій частинах рівняння отримаємо:

$$i_{(0)} = I - I_m \sin \varphi_n ,$$

звідки $I = i_{(0)} + I_m \sin \varphi_n$. На кінці періоду $\omega t = \pi$ і $i_{(\pi)} = i_{(0)}$, тому $i_{(0)} = [i_{(0)} + I_m \sin \varphi_n] e^{-\frac{R}{L} \pi} + I_m \sin(\pi - \varphi_n)$, звідси можемо знайти $i_{(0)}$:

$$i_{(0)} = I_m \sin \varphi_n \frac{1 + e^{-\frac{R}{L} \cdot \pi}}{1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot \pi}} .$$

Контрольні питання

1. Яким чином впливає ємнісне навантаження на довжину кута провідності в однофазних випрямлячах?
2. Запишіть рівняння які описуються процеси в схемі однофазного випрямляча, що навантажений ємнісним фільтром, для стану, коли діод відкритий, і для стану, коли діод закритий.
3. Зобразіть графік зростання напруги на ємності у перехідному режимі.
4. Обчисліть напругу на ємності, величина якої нескінченна, для параметрів $E_m = 100 \text{ В}$, $r = 1 \text{ Ом}$, $R = 10 \text{ Ом}$, для випадку однофазного випрямляча.
5. Розв'яжіть попередню задачу для випадку двотактного випрямляча.
6. Яким чином впливає індуктивне навантаження на роботу однофазного випрямляча?
7. Накресліть графіки струму індуктивності для однофазного і двотактного випрямляча.
8. Чим відрізняється режим перервного і безперервного струму при індуктивному навантаженні випрямляча?
9. Розробіть програму в електронних таблицях MS Excel для моделювання сталого режиму для однофазних і двотактних випрямлячів при параметрах $E_m = 100 \text{ В}$, $f = 50 \text{ Гц}$, $R = 10 \text{ Ом}$, $\omega L = 1$.

Лекція 6

БАГАТОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ.

Багатофазні випрямлячі живляться від трифазної симетричної мережі. Трифазна схема випрямляча з нульовим виводом зображена на рис. 6.1. Первинні обмотки живильного трансформатора **Тр** можуть бути сполучені зіркою (як це показано на рис 6.1) або трикутником. Вторинні обмотки можуть бути сполучені лише зіркою, оскільки ця схема повинна мати нульовий вивід, необхідний для підключення другого з виводів навантаження. В цій схемі на вентильну групу поступає трифазна симетрична система напруг вторинних обмоток трансформатора. Ці напруги зміщені одна від другої на $2\pi/3$ (рис. 6.2 (а)).

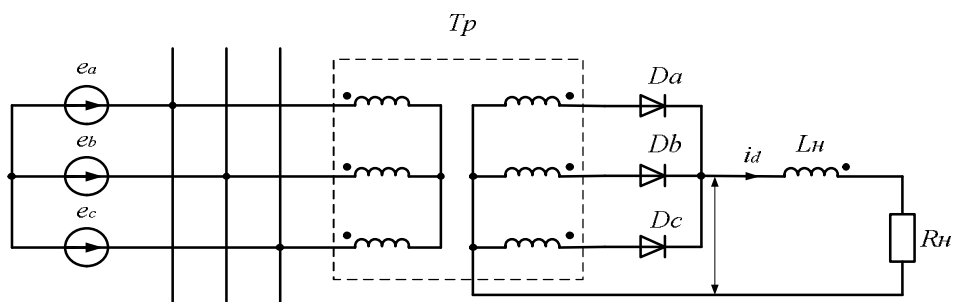


Рисунок 6.1

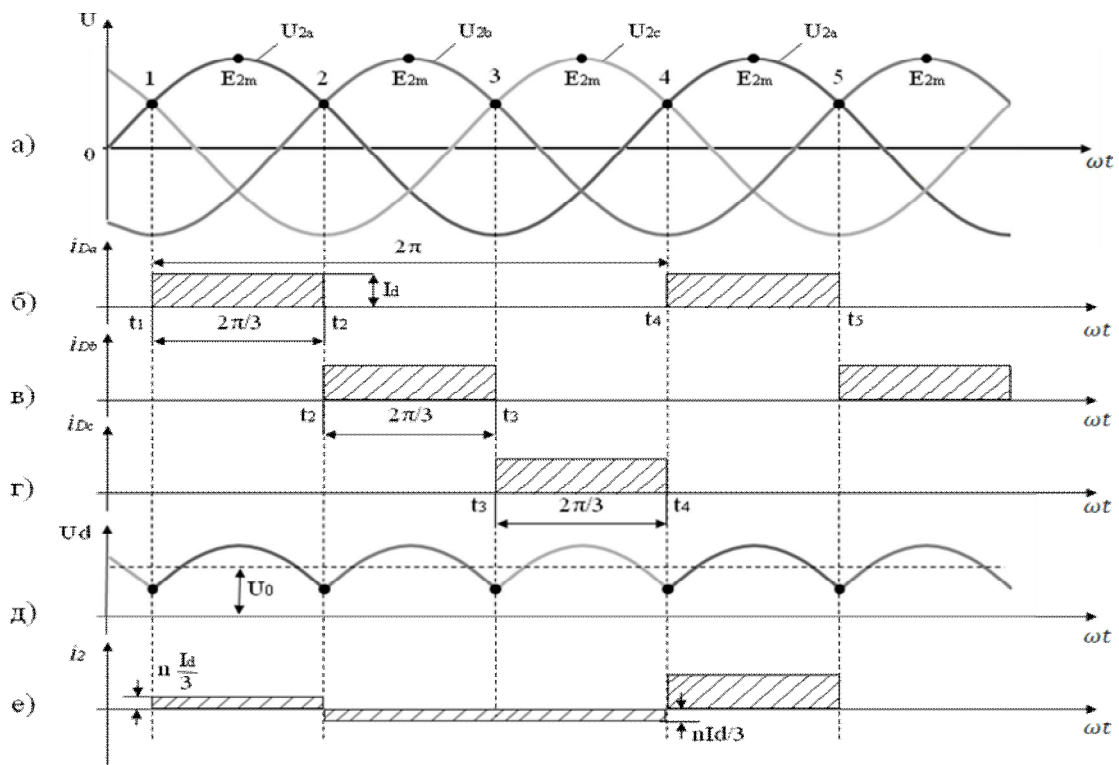


Рисунок 6.2

В точках, позначених 1,2,3,..., де значення напруг сусідніх фаз зрівнюються, викликають переключення (комутацію) струму навантаження з однієї фази на другу. Ці точки називають точками природної комутації. Струм навантаження можна вважати ідеально згладженим, оскільки індуктивність навантаження зазвичай досить велика. Кожний з діодів відкритий, коли напруга відповідної фази, до якої ввімкнутий діод, перевищує напруги інших фаз. Діод D_1 відкритий від моменту часу t_1 до моменту часу t_2 , діод D_2 – від t_2 до t_3 , діод D_3 – від t_3 до t_4 . Саме тому на діаграмах струмів діодів (рис. 6.2 (б,в,г)) у відповідні інтервали часу з'являються струмі діодів, які за величиною дорівнюють струму навантаження. Вихідна напруга випрямляча (рис. 6.2 (д)), складається з тих частин фазних напруг, які розташовані між точками комутації і передаються на навантаження відповідними відкритими діодами.

Для визначення середнього значення вихідної напруги випрямляча візьмемо відповідний інтеграл, обираючи, що нульове значення абсциси приймається на момент максимуму фазної напруги. Тоді, враховуючи, що на періоді міститься три складові кожного такта ($m=3$):

$$U_0 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} U_{2m} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{U_{2m} \sin \pi/3}{\pi/3} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot 2} = \frac{3 \cdot \sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_2 = 1,17 U_2$$

де U_2 - діюче значення вторинної фазної напруги. Визначивши U_2 за заданим U_0 , можна знайти потрібний коефіцієнт трансформації живильного трансформатора:

$$n = \frac{U_2}{U_1},$$

де U_1 - фазна напруга живлячої мережі, яку можна виразити через лінійні напруги $U_{\text{л}}$:

$$U_1 = \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}}.$$

Максимальне значення струму через діод дорівнює струму навантаження:

$$I_{\text{max}} = I_d = \frac{U_0}{R_{\text{н}}}.$$

Для вибору діодів необхідно обчислити ще середнє значення струму діодів і найбільше за амплітудою значення зворотної напруги $U_{a\max}$, на закритому діоді.

Оскільки струм навантаження $I_d = \frac{U_0}{R_H}$ розподіляється у рівній мірі між трьома діодами, то:

$$I_D = \frac{I_d}{3} = \frac{U_0}{3R_H}.$$

Коли діод закритий, то за допомогою відкритого другого діода до закритого діода прикладається лінійна напруга вторинної сторони трансформатора, тому:

$$U_{a\max} = \sqrt{3} \cdot U_{2m} = \sqrt{6} \cdot U_2 = \frac{\sqrt{6} \cdot 2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d = 2,094 \cdot U_d.$$

Для вибору площі перерізу проводу вторинної обмотки визначимо значення струму вторинної обмотки, який співпадає зі струмом діода:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \sqrt{\frac{2\pi/3}{2\pi}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,577 \cdot I_d.$$

Струм у первинній обмотці (рис. 6.2 (е)) буде подібний за формою струму у вторинній обмотці, буде відрізнятися лише відсутністю постійної складової $\frac{I_d}{3}$ і повинен враховувати коефіцієнти трансформації n :

$$i_1 = n \left(i_2 - \frac{1}{3} I_d \right).$$

Тому діюче значення I_1 , необхідне для вибору перерізу проводу первинної обмотки, знайдемо:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} n^2 \cdot \left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{2\pi} n^2 \cdot \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 d\omega t \right]} = n \cdot I_d \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} = 0,47 \cdot n \cdot I_d.$$

Для електроенергетиків важливо дослідити струми, які протікають в мережевих проводах при живленні випрямлячів.

Слід зауважити, що при з'єднанні первинних обмоток зіркою первинні струми (i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}) підкоряються першому закону Кірхгофа, що дає рівняння:

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0.$$

З іншого боку, розглядаючи трансформатор як ідеальний (тобто, нехтуючи струмами робочого ходу), можна записати рівняння рівноваги магнітотривісних сил за контурами магнітного осердя (рис. 6.3)

$$w_1 \cdot i_{1A} + w_2 \cdot i_{2A} - w_2 \cdot i_{2B} - w_1 \cdot i_{1B} = 0.$$

$$w_1 \cdot i_{1A} + w_2 \cdot i_{2A} - w_2 \cdot i_{2C} - w_1 \cdot i_{1C} = 0.$$

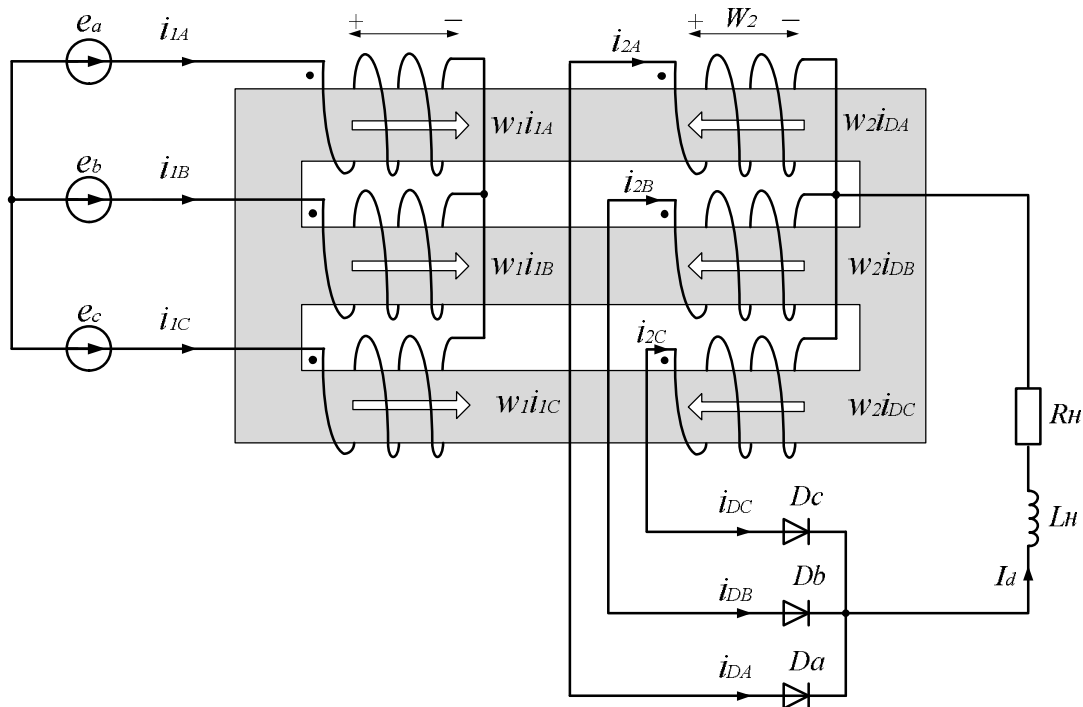


Рисунок 6.3

На рис. 6.3 зображуємо осердя трифазного трансформатора. Обмотки на кожному осерді навиті таким чином, що одноіменні зажими, позначені точками маркуючими початки обмоток, розташовані в лівій частині кожної обмотки. При цих умовах, якщо до обмотки w_1 прикладається позитивна хвиля мережевої напруги e_A , то на обмотці w_2 магнітний потік наводить напругу таким чином, що потенціал одноіменного зажиму вищий, ніж потенціал другого зажиму.

Тому відповідний діод буде відкритий, і через нього потече струм i_{Da} у напрямку, зворотньому прийнятому позитивним струму обмотки i_{2A} . Саме тому магніторушійна сила вторинної обмотки буде створювати потік, протилежний потоку обмотки w_1 , і в рівнянні магніторушійні сили обмоток w_1 і w_2 , що розташовані на одному кермі повинні знаходитися в одній частині рівняння з протилежними знаками. Це можна врахувати також замінивши:

$$i_{2A} = -I_d .$$

Ці рівняння дозволяють визначити первинні струми кожної фази для усіх трьох тактів випрямляча. Так коли відкритий діод Da маємо:

$$i_{2A} = -I_d ; i_{2B} = 0 ; i_{2C} = 0 ,$$

і, розв'язавши систему рівнянь:

$$\begin{cases} i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0 \\ w_1 i_{1A} - w_2 I_d - w_1 i_{1B} = 0 \\ w_1 i_{1A} - w_2 I_d - w_1 i_{1C} = 0 \end{cases}$$

отримаємо:

$$\begin{cases} i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0 \\ w_1 i_{1A} - w_1 i_{1B} = w_2 I_d \\ w_1 i_{1A} - w_1 i_{1C} = w_2 I_d \end{cases}$$

у матричній формі:

$$\begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & 1 & 1 \\ \hline w_1 & -w_1 & \\ \hline w_1 & & -w_1 \\ \hline \end{array} \quad \times \quad \begin{array}{|c|} \hline i_{1A} \\ \hline i_{1B} \\ \hline i_{1C} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline w_2 I_d \\ \hline w_2 I_d \\ \hline \end{array}$$

Звідси визначник $\Delta = w_1^2 + w_1^2 + w_1^2 = 3w_1^2$.

$$i_{1A} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 \\ w_2 I_d & -w_1 & 0 \\ w_2 I_d & 0 & -w_1 \end{vmatrix} = \frac{1}{3w_1^2} \cdot (w_1 w_2 I_d + w_1 w_2 I_d) = \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{2}{3} \cdot I_d = \frac{2}{3} \cdot n \cdot I_d$$

$$i_{1B} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 \\ w_1 & w_2 I_d & 0 \\ w_1 & w_2 I_d & -w_1 \end{vmatrix} = \frac{1}{3w_1^2} \cdot (-w_1 w_2 I_d + w_1 w_2 I_d - w_1 w_2 I_d) = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d$$

$$i_{1C} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 \\ w_1 & -w_1 & w_2 I_d \\ w_1 & 0 & w_2 I_d \end{vmatrix} = \frac{1}{3w_1^2} \cdot (-w_1 w_2 I_d + w_1 w_2 I_d - w_1 w_2 I_d) = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d$$

Аналогічно отримуємо вирази для інтервала, коли відкритий діод D_B , враховуючи те, що $i_{2A} = 0$; $i_{2B} = -I_d$; $i_{2C} = 0$:

$$i_{1A} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d ; i_{1B} = \frac{2}{3} \cdot n \cdot I_d ; i_{1C} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d .$$

Для інтервала, коли відкритий діод D_C , враховуючи те, що

$$i_{2A} = 0 ; i_{2B} = 0 ; i_{2C} = -I_d :$$

$$i_{1A} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d ; i_{1B} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d ; i_{1C} = \frac{2}{3} \cdot n \cdot I_d .$$

Діаграму струму для первинної обмотки фази А показано на рис. 6.2 (е).

Таку ж саму форму мають і струми у живлячій мережі, оскільки первинні обмотки при з'єднанні їх зіркою, вмикаються послідовно з мережевими джерелами e_A, e_B, e_C , (рис. 6.3).

Розглянемо випадок, коли первинні обмотки сполучуються у трикутник, як це показано на рис. 6.4. Ця схема відрізняється двома обставинами.

По-перше, на первинні обмотки прикладаються лінійні напруги. Так на первинну обмотку фази А прикладається напруга:

$$U_{AB} = e_A - e_B = E_m \sin \omega t - E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) .$$

Прийmemo $\sin \omega t = \sin \alpha$, а $\sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) = \sin \beta$.

Якщо використати формулу:

$$\sin \alpha - \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \cos \frac{\alpha + \beta}{2} ,$$

То, користуючись тригонометричними формулами приведення, отримаємо:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= E_m \cdot 2 \sin \frac{\pi}{3} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) = E_m \cdot 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\frac{\pi}{2} - \omega t + \frac{\pi}{3} \right) = \\ &= \sqrt{3} \cdot E_m \sin \left(\frac{5\pi}{6} - \omega t \right) = \sqrt{3} \cdot E_m \left[-\sin \left(\omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \right] = \\ &= \sqrt{3} \cdot E_m \sin \left(\omega t - \frac{5\pi}{6} + \pi \right) = \sqrt{3} \cdot E_m \sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) . \end{aligned}$$

Таким чином, лінійна напруга $U_{AB} = e_A - e_B$ випереджає фазну напругу e_A на кут $\frac{\pi}{6}$.

Аналогічно можна довести, що напруга $U_{BC} = e_B - e_C$ випереджає напругу e_B на кут $\frac{\pi}{6}$, і напруга $U_{CA} = e_C - e_A$ випереджає напругу e_C також на кут $\frac{\pi}{6}$.

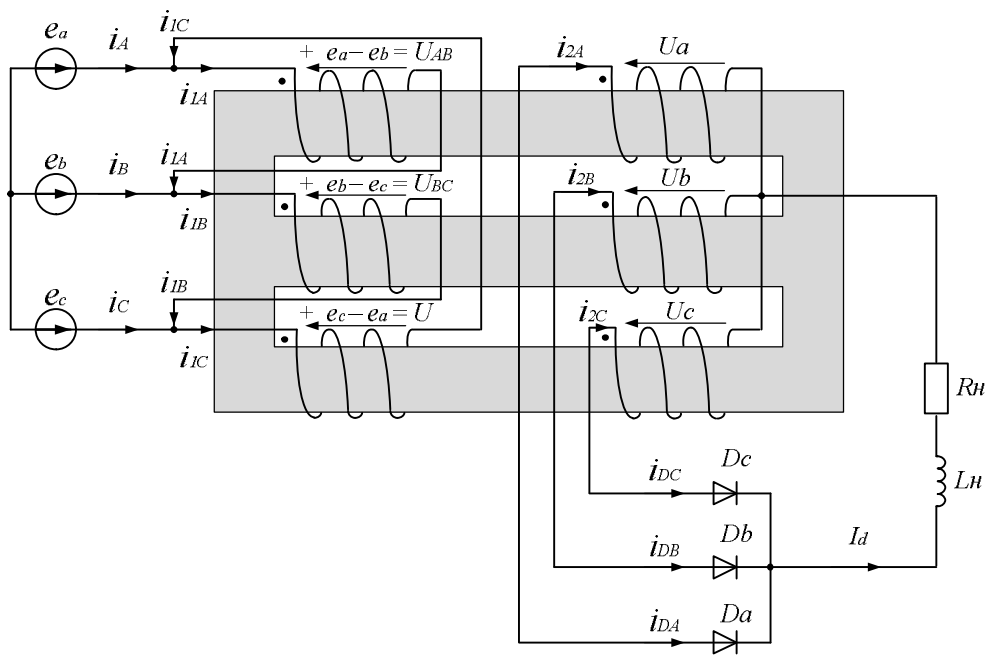


рис. 6.4

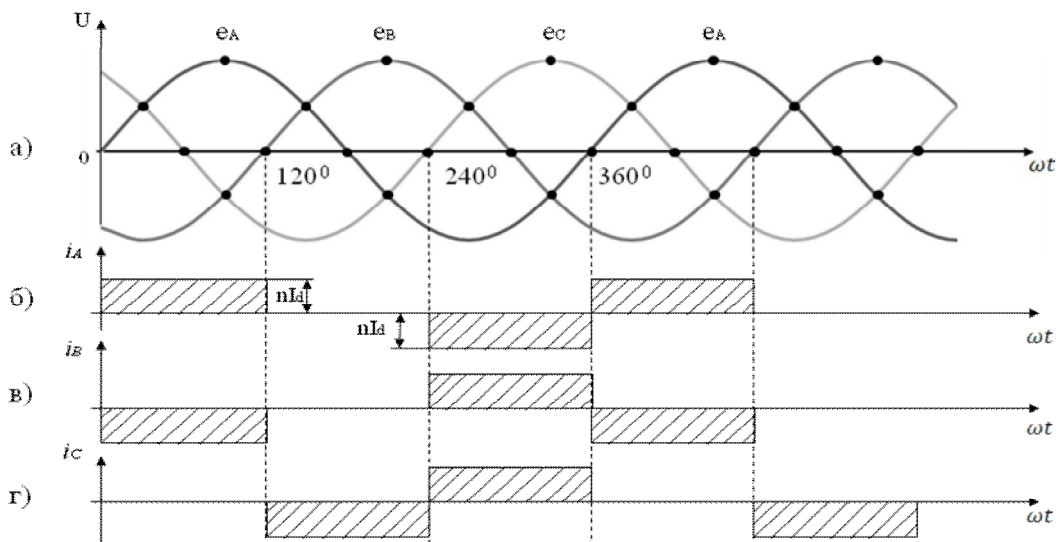


рис. 6.5

Все це призводить до того, що на вторинних обмотках виникають напру- ги U_A , U_B і U_C , які повторюють форму і фазу напруг U_{AB} , U_{BC} і U_{CA} , і тому в порівнянні зі схемою сполучення трансформатора Y/Y моменти відкриття від- повідних діодів зміщуються у напрямку випередження на кут $\frac{\pi}{6}$. На стільки ж зміщуються і інтервали існування вторинних струмів, співпадаючих зі струма- ми діодів.

Струми первинних обмоток підкоряються тим же співвідношенням, що і для попередньої схеми.

А ось при обчисленні струмів мережі слід враховувати **другу обставину**, яка полягає у тому, що при сполученні первинних обмоток у трикутник мережеві струми знаходяться із рівнянь по першому закону Кірхгофа (рис. 6.4). Для вузлів на первинних обмотках:

$$i_A = i_{1A} - i_{1C};$$

$$i_B = i_{1B} - i_{1A};$$

$$i_C = i_{1C} - i_{1B};$$

В таблиці 6.1 подано відповідні обчислення.

Таблиця 6.1.

Діод, що проводить	D _a	D _b	D _c
Інтервал в схемі Y/Y	30° - 150°	150° - 270°	270° - 30°
Інтервал в схемі Δ/Y	0° - 120°	120° - 240°	240° - 0°
i_{1A}	$\frac{2}{3} n I_d$	$-\frac{1}{3} n I_d$	$-\frac{1}{3} n I_d$
i_{1B}	$-\frac{1}{3} n I_d$	$\frac{2}{3} n I_d$	$-\frac{1}{3} n I_d$
i_{1C}	$-\frac{1}{3} n I_d$	$-\frac{1}{3} n I_d$	$\frac{2}{3} n I_d$
$i_A = i_{1A} - i_{1C}$	$+ n I_d$	0	$- n I_d$
$i_B = i_{1B} - i_{1A}$	$- n I_d$	$+ n I_d$	0
$i_C = i_{1C} - i_{1B}$	0	$- n I_d$	$+ n I_d$

На рис. 6.5 (а) наведені часові діаграми фазних мережевих напруг e_A, e_B, e_C , а на рис. 6.5 (б,в,г) наведені струми i_A, i_B, i_C , що їх споживає випрямляч з відповідної фази мережі. Дослідження струмів споживання є вкрай важливою задачею для електроенергетики, оскільки дозволяє оцінити властивості випрямляча як споживача електричної енергії. Як можна побачити, струми споживання у випадку випрямляча мають суттєво несинусоїдальний характер, що накладає свої особливості в оцінку впливу випрямляча на живлячу мережу.

Основним недоліком нульової схеми трифазного випрямляча є наявність постійного намагнічуючого потоку на кожному зі стрижнів. В цьому можна переконатися, якщо скласти магніторухливі сили, що діють на кожному стрижні протягом періода. Таким чином, стрижні трансформатора представляють собою три електромагніти, що спільно діють своїми полями в одному напрямку. Струми первинних обмоток є несинусоїдальними. При з'єднанні первинних обмоток у зірку струми фаз мережі співпадають зі струмами первинних обмоток, і тому струми фаз будуть наповнені вищими гармоніками. Ці гармоніки негативно впливають на інших споживачів мережі. Якщо ж первинні обмотки сполучені у трикутник, то третя і кратні їй гармоніки у струмах мережі взаємно компенсуються. Тому при використанні нульової трифазної схеми перевагу надають саме сполученню первинних обмоток у трикутник.

Наявність постійного потоку на кожному стрижні виводить робочу точку магнітного стану з нульового стану, що підсилює імовірність насичення керма трансформатора. Це потребує збільшення площі перерізу кожного стрижня на 30-40 %. Для запобігання постійному потоку намагнічування використовують схему сполучення вторинних обмоток у зігзаг (рис. 6.6 (а)), коли вторинні обмотки роздібнюються і сполучаються таким чином, що потоки постійного намагнічування відсутні. Векторна діаграма на рис. 6.6 (б) показує принцип формування вторинних напруг, що подаються на діодний блок і на навантаження.

Інтервали провідності діодів з урахуванням зсуву напруги, що поступає на діодну групу, наведено в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2.

Діод, що проводить	D_a	D_b	D_c
Інтервал (ел. градуси)	$0^0 - 120^0$	$120^0 - 240^0$	$240^0 - 360^0$
Вторинні обмотки, що працюють	$+w_{2a}, -w_{2b}$	$+w_{2b}, -w_{2c}$	$+w_{2c}, -w_{2a}$
Рівняння для вторинних струмів	$i_{2a} = -I_d,$ $i_{2b} = 0, i_{2c} = 0$	$i_{2b} = -I_d,$ $i_{2a} = 0, i_{2c} = 0$	$i_{2c} = -I_d,$ $i_{2b} = 0, i_{2a} = 0$
i_{1a}	$+n I_d$	0	$-n I_d$
i_{1b}	$-n I_d$	$+n I_d$	0
i_{1c}	0	$-n I_d$	$+n I_d$

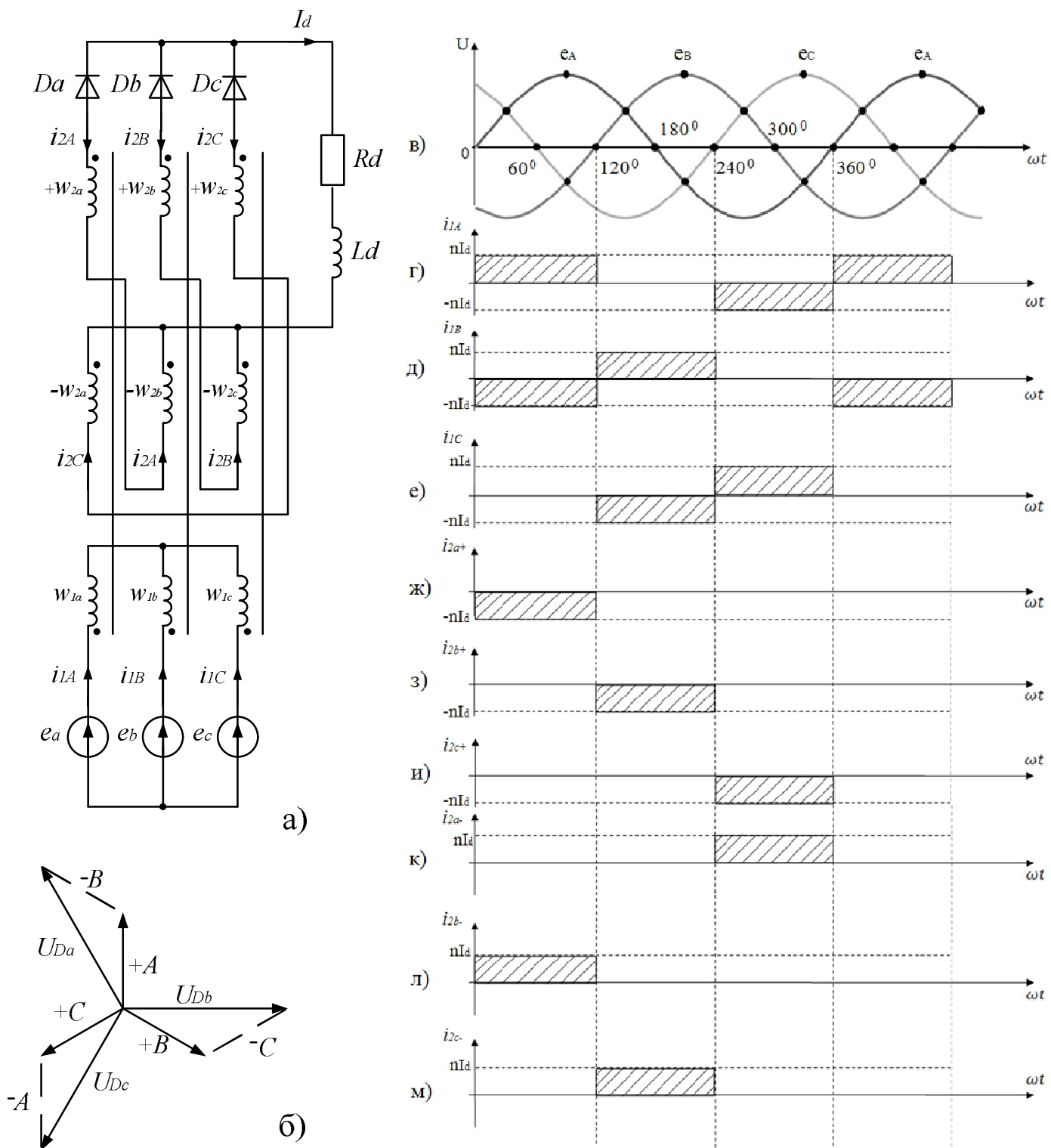


Рисунок 6.6

В таблиці також вказано, які вторинні обмотки обтікаються вторинним струмом, а також рівняння для вторинних струмів. З урахуванням зазначених рівнянь можна скласти наступні рівняння рівноваги м.р.с.

Для системи стрижнів, вважаючи, що трансформатор ідеальний і струми намагнічування дорівнюють нулю:

$$w_1 \cdot i_{1A} + w_2 \cdot i_{2A} - w_2 \cdot i_{2C} - (w_1 \cdot i_{1B} + w_2 \cdot i_{2B} - w_2 \cdot i_{2A}) = 0.$$

$$w_1 \cdot i_{1B} + w_2 \cdot i_{2B} - w_2 \cdot i_{2A} - (w_1 \cdot i_{1C} + w_2 \cdot i_{2C} - w_2 \cdot i_{2B}) = 0.$$

Крім того, за першим законом Кірхгофа:

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$$

З цих трьох рівнянь складається система рівнянь відносно пошукуваних первинних струмів:

$$\begin{cases} w_1 i_{1A} - w_1 i_{1B} &= -w_2 \cdot i_{2A} + w_2 \cdot i_{2C} + w_2 \cdot i_{2B} - w_2 \cdot i_{2A} \\ w_1 i_{1B} - w_1 i_{1C} &= -w_2 \cdot i_{2B} + w_2 \cdot i_{2A} + w_2 \cdot i_{2C} - w_2 \cdot i_{2B} \\ i_{1A} + i_{1B} - i_{1C} &= 0 \end{cases}$$

У матричній формі рівняння мають вигляд:

w_1	$-w_1$	
	w_1	$-w_1$
1	1	1

X

i_{1A}
i_{1B}
i_{1C}

=

$-2w_2 \cdot i_{2A} + w_2 \cdot i_{2B} + w_2 \cdot i_{2C}$
$i_{2A} - i_{2C} - 2w_2 \cdot i_{2B} + w_2 \cdot i_{2A} + w_2 \cdot i_{2C}$
0

W₂

Для кожного інтервалу ця система повинна бути розв'язана з урахуванням рівнянь для вторинних струмів. Так, для інтервалу $0 - 120^0$ (відкритий D_a) в правій частині слід підставити:

$$i_{2A} = -I_d; i_{2B} = 0; i_{2C} = 0.$$

Отримуємо таку систему:

w_1	$-w_1$	
	w_1	$-w_1$
1	1	1

 \times

i_{1A}
i_{1B}
i_{1C}

 $= w_2$

$2 I_d$
$-I_d$
0

Розв'яжемо систему за правилом Крамера:

$$i_{1A} = w_2 \frac{\begin{vmatrix} 2I_d & -w_1 & 0 \\ -I_d & w_1 & -w_1 \\ 0 & 1 & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} w_1 & -w_1 & 0 \\ 0 & w_1 & -w_1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}} = \frac{w_1 \cdot w_2 (2 \cdot w_1 \cdot I_d + 2 \cdot w_1 \cdot I_d - w_1 \cdot I_d)}{w_1^2 + w_2^2 + w_3^2} = + \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{3I_d}{3} = n \cdot I_d$$

$$i_{2B} = \frac{1}{3w_1^2} \cdot w_2 \begin{vmatrix} w_1 & 2I_d & 0 \\ 0 & -I_d & -w_1 \\ 1 & 0 & 1 \end{vmatrix} = \frac{w_2}{3w_1^2} \cdot (-w_1 I_d - 2w_1 I_d) = -\frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{3I_d}{3} = -n \cdot I_d$$

$$i_{2C} = \frac{1}{3w_1^2} \cdot w_2 \begin{vmatrix} w_1 & -w_1 & 2I_d \\ 0 & w_1 & -I_d \\ 1 & 1 & 0 \end{vmatrix} = \frac{w_2}{3w_1^2} \cdot (w_1 I_d - 2w_1 I_d + w_1 I_d) = 0$$

Аналогічно можна дістати розв'язок системи для інших інтервалів:

Для інтервалу $120^\circ - 240^\circ$ проводить діод D_b :

$$i_{1A} = 0 ; i_{1B} = n \cdot I_d ; i_{1C} = -n \cdot I_d .$$

Для інтервалу $240^\circ - 360^\circ$ проводить діод D_c :

$$i_{1A} = -n \cdot I_d ; i_{1B} = 0 ; i_{1C} = n \cdot I_d .$$

Ці результати включені у таблицю 6.2, а на рис. 6.6 (в,г,д,е) відповідно показані фазні напруги e_A, e_B, e_C , та їх струми i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} . З цих часових діаграм вбачається те, що тепер на стрижнях відсутні постійні потоки намагнічування. Щоб довести це, обрахуємо ампервитки на стрижні А. Тоді намагнічувальна сила F_A стрижня А дорівнює сумі ампервитків трьох обмоток, що розташовані на цьому стрижні. На часових діаграмах 6.6 (ж-м), наведені діаграми струмів вторинних обмоток, при цьому струми співпадають за напрямом з прийнятими позитивними напрямками обмоток. Тоді для інтервалу $0^\circ - 120^\circ$:

$$F_A = -n \cdot I_d \cdot w_1 - I_d \cdot w_2 = \frac{w_2}{w_1} I_d \cdot w_1 - I_d \cdot w_2 = 0$$

Для інтервалу $120^\circ - 240^\circ$:

$$F_A = 0 \cdot w_1 + 0 \cdot w_2 + 0 \cdot w_2 = 0$$

Для інтервалу $240^\circ - 360^\circ$:

$$F_A = -n \cdot I_d \cdot w_1 + I_d \cdot w_2 = -\frac{w_2}{w_1} I_d \cdot w_1 + I_d \cdot w_2 = 0$$

Таким чином, протягом періоду на стрижні А сума намагнічуючих сил дорівнює нулю.

Аналогічним чином можна обрахувати намагнічувальні сили на стрижнях В і С і переконатися у тому, що вони дорівнюють нулю. Тому не виникає потреби збільшувати площу перерізу кожного стрижня трансформатора. Такий трансформатор, не дивлячись на збільшену кількість вторинних обмоток, має кращі масогабаритні показники в порівнянні з попередніми варіантами трифазних нульових схем випрямлячів.

Інший спосіб використання двох вторинних обмоток живильного трифазного трансформатора дозволяє отримати так звану шестифазну схему випрямляча з нульовим виводом (рис. 6.7 (а)). У цьому випадку напруги e_A, e_B і e_C створюють звичайну систему трифазних напруг, а напруги e'_A, e'_B і e'_C (з урахуванням промаркованих одноіменних затисків) – систему зворотніх трифазних напруг, які на вектор орній діаграмі (рис 6.7 (б)) позначені пунктирними лініями. В кожному мить проводить той діод, який пов'язаний з фазою, чия напруга перевищує над усіма іншими. Виходячи з цього, діоди позначені номерами, що відповідають послідовності роботи діодів протягом одного періода живлячої напруги, починаючи з фази А.

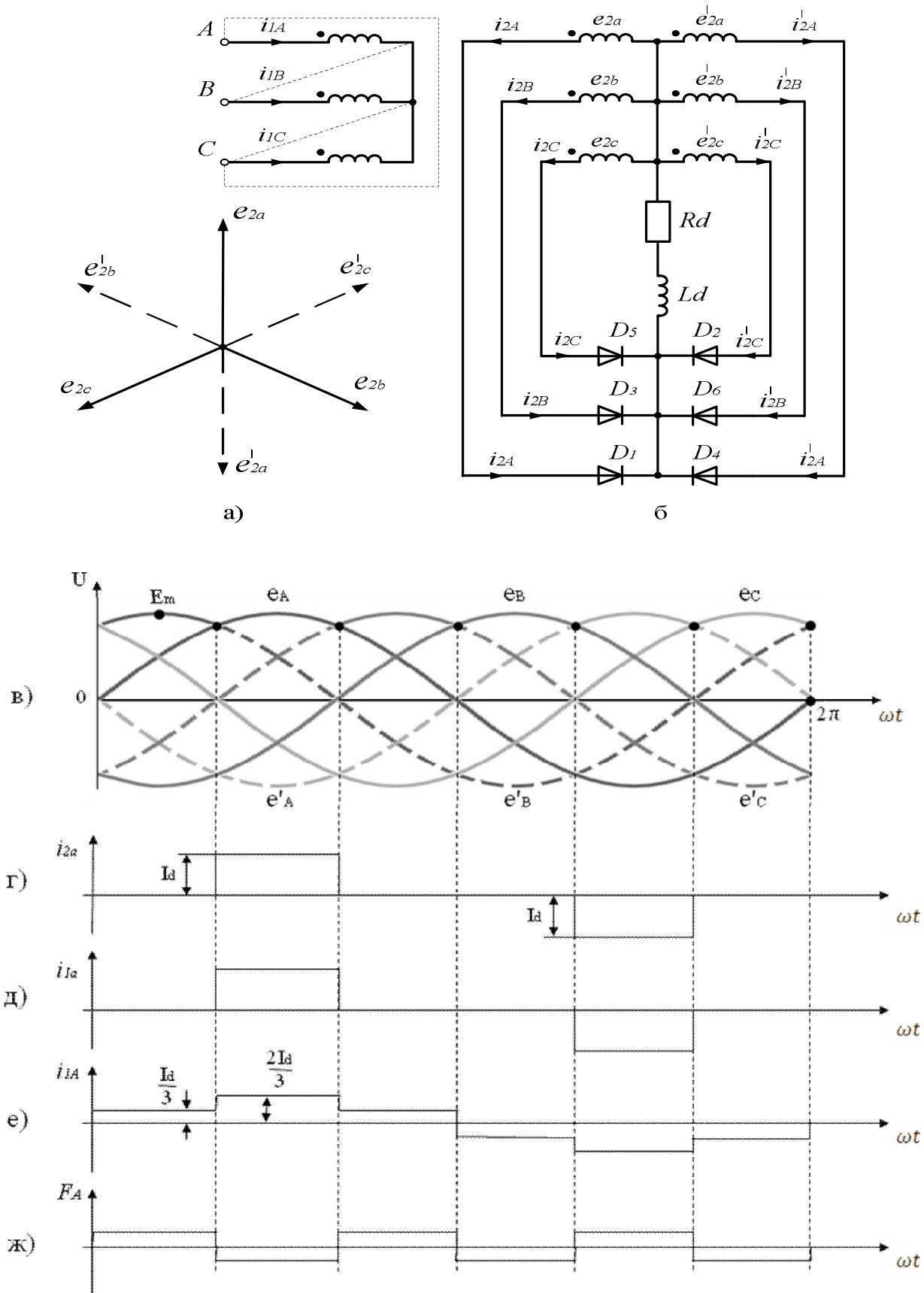


Рисунок 6.7

На рис. 6.7 (в) показані часові діаграми усіх напруг, що поступають на вентиляльний блок, а огинаюча, що проведена по верхнім частинам напруг, представляє вихідну напругу випрямляча. Вона складається з 6 ділянок, тому обчислення середнього значення вихідної напруги випрямляча проводимо за виразом:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} U_{2m} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3 \cdot U_{2m}}{\pi} = 0,955 U_{2m} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 1,35 \cdot U_2$$

де U_2 - діюче значення вторинної фазної напруги. Звідси $U_2 = \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_0 = 0,74 \cdot U_0$.

Оскільки струм навантаження розподіляється між шістьма діодами, то діоди розраховуємо за таким значенням струму діода:

$$I_D = \frac{I_d}{6} = \frac{U_0}{6R_H}$$

Максимальна зворотня напруга прикладається до закритого діода, коли проводить діод, що підключений до вторинної обмотки трансформатора, що розташована на цьому ж стрижні і має протилежну напругу. Тому амплітуда зворотної напруги дорівнює подвійній амплітуді напруги вторинної обмотки:

$$U_{a\max} = 2 \cdot U_{2m} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 = 2,83 \cdot U_2 = 2,09 \cdot U_d$$

Площа перерізу проводу вторинної обмотки визначається діючим значенням струму діода:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/3} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \sqrt{\frac{\pi/3}{2\pi}} = \frac{I_d}{\sqrt{6}} = 0,408 \cdot I_d.$$

Якщо первинна обмотка увімкнена трикутником, то струм в обмотці може протікати незалежно від струмів первинних обмоток інших фаз, оскільки кожна обмотка знаходиться під лінійною напругою. Вторинний струм обмоток на одному стрижні трансформується в первинну обмотку з урахуванням коефіцієнта трансформації. Вторинні обмотки створюють різноспрямовані потоки, і тому первинний струм матиме форму, що зображена на рис. 6.7 (д), звідки вид-

на відсутність постійного потоку підмагнічування. Діюче значення струму первинної обмотки:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} n^2 \cdot I_d^2 d(\omega t)} = \frac{n}{\sqrt{3}} \cdot I_d.$$

Струм у первинній обмотці при вмиканні первинних обмоток у зірку не може протікати незалежно від струмів інших фаз. Розподіл струмів визначається співвідношеннями:

$$i_{1A} = \frac{2}{3} \cdot n \cdot I_d; \quad i_{1B} = i_{1C} = -\frac{1}{3} \cdot n \cdot I_d,$$

Для обмоток на одному стрижні можна записати рівняння:

$$F_A = i_{1A} \cdot w_1 - i_{2A} \cdot w_2 - i'_{2A} \cdot w_2$$

Відповідні графіки первинного струму і результуючої намагнічуючої сили показані на рис. 6.7 (е, ж). Таким чином, при увімкненні первинних обмоток у зірку, у стрижнях виникають магнітні змінні потоки потрійної частоти. Їх вплив призводить до зростання втрат у сталі магнітопроводів і додатковому розігріву трансформатора.

Розрахункова потужність трансформатора визначається за формулою:

$$P_T = \frac{3P_1 + 6P_2}{2} = \frac{1}{2} \left(3 \cdot \frac{I_D}{n\sqrt{3}} \cdot \frac{n \cdot U_D}{1,35} + 6 \frac{I_D}{\sqrt{6}} \cdot \frac{U_D}{1,35} \right) = 1,55 \cdot P_D$$

Відносно велика розрахункова потужність живлячого трансформатора, неповне використання діодів у зв'язку з великою амплітудою і малим середнім значенням струмів через них, наявність нульового магнітного потоку примусового намагнічування при увімкненні первинних обмоток у зірку – все це обмежує практичне застосування цього випрямляча.

Лекція 7

ТРИВАЛА КОМУТАЦІЯ В ВИПРЯМЛЯЧАХ

Розглядаючи електромагнітні процеси в випрямлячах, досі ми вважали трансформатор ідеальним, тобто таким, що він передає на обвитку вторинної сторони напругу первинної, а на первинну – струм вторинної обвитки з урахуванням коефіцієнту трансформації. Між тим, реальному трансформатору притаманне розсіювання магнітного потоку, і ця обставина суттєво впливає на електромагнітні процеси і енергетику випрямляча в цілому. Розглянемо схему трифазного випрямляча з нульовим виводом вторинної обвитки трансформатора (рис. 12.1, а). Трифазний трансформатор має три стержні, на яких розташовані первинні і вторинні обвитки, і кожна обвитка зв'язана з іншою взаємною індуктивністю. Однак слід зазначити, що магнітний зв'язок обвиток, розташованих на різних стрижнях, дуже слабкий у порівнянні із зв'язком обвиток, що розміщені на одному стрижні. Це пояснюється тим, що магнітний потік, що генерується на одному стрижні, розділяється в рівній мірі на два інші стрижні і таким чином значно зменшується. Тому при дослідженні випрямлячів враховують лише магнітні зв'язки обвиток, що розташовані на одному стрижні, і тому трифазний трансформатор можна замінити трьома однофазними трансформаторами.

Еквівалентна схема заміщення однофазного трансформатора зображена на рис. 12.1, б. При розгляді роботи потужних випрямлячів можна знехтувати активними опорами обвиток r_1 і r'_2 , а також втратами на гістерезис у сталі, що відображається резистором R_μ , а індуктивність L_m намагнічування вважати нескінченно великою:

$$r_1 = r'_2 = 0; \quad R_\mu \rightarrow \infty; \quad L_m \rightarrow \infty.$$

Всі перелічені елементи вилучаємо із схеми заміщення, а індуктивності розсіювання L_{s1} і L'_{s2} , які при цьому залишаються послідовно ввімкненими, об'єднуємо в одну індуктивність розсіювання трансформатора (рис. 12.1, в):

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2}.$$

Тому в еквівалентній розрахунковій схемі випрямляча (рис. 12.1, г) трансформатор замінено на індуктивності розсіювання L_{Sa} , L_{Sb} , ..., L_{Sm} . Розг

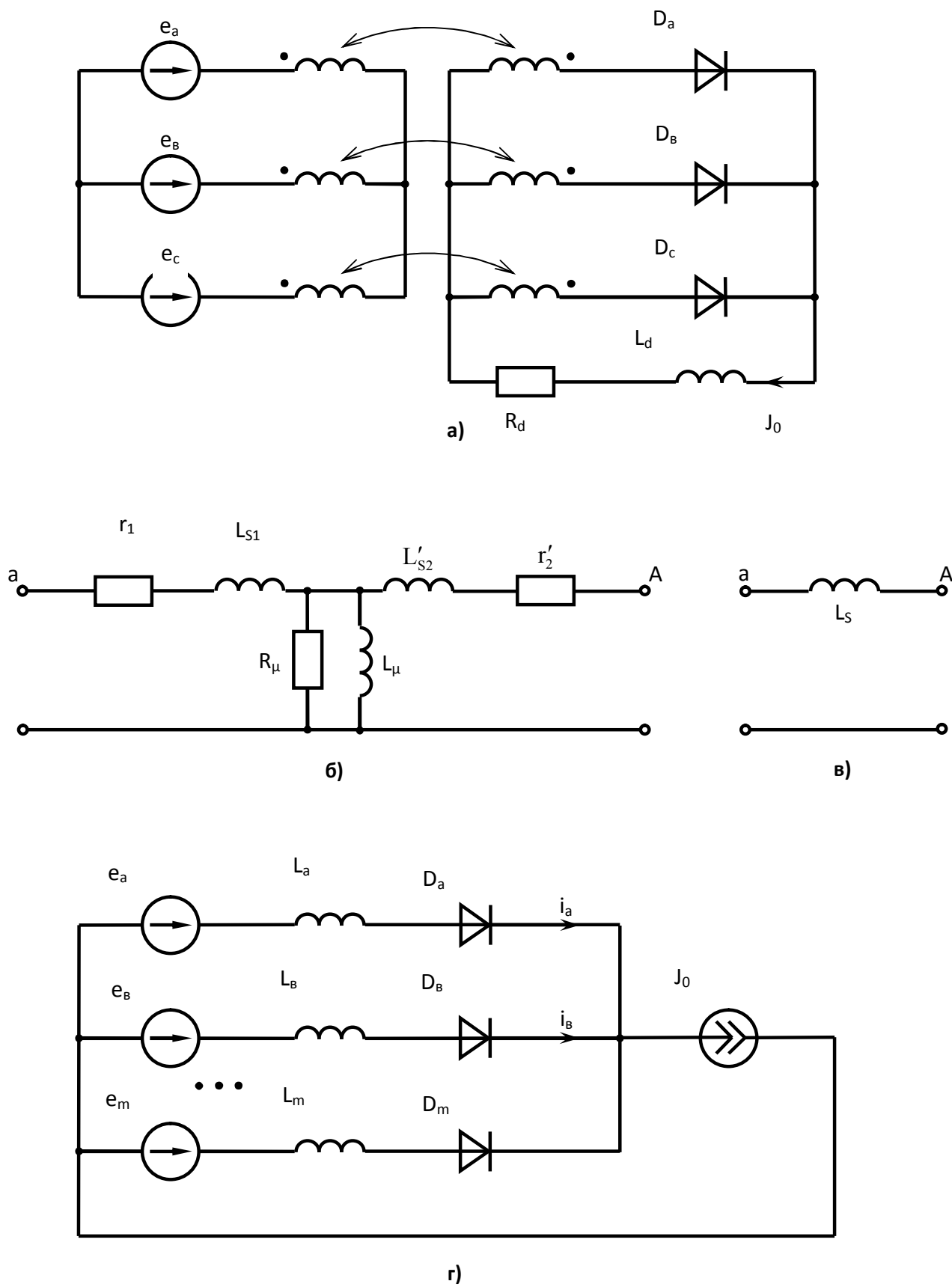


Рисунок 12.1

лядається загальний варіант m -тактного випрямляча, який живиться від m -фазної симетричної системи напруг нескінченної потужності e_a, e_b, \dots, e_m . В навантаженні $R_d L_d$ струм вважається ідеально згладженим, що дає змогу замінити навантаження джерелом постійного струму J_0 .

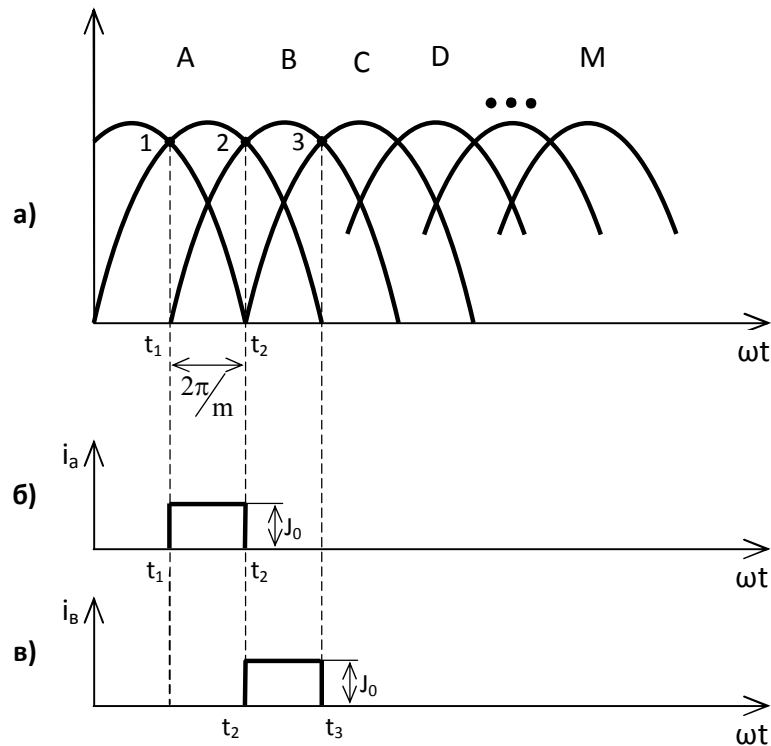


Рисунок 12.2

Якби індуктивності розсіювання були відсутні, то процес перемикання діодів з фази А на фазу В протікав би так, як показано на рис. 12.2. Найвищі точки перетинання напруг 1, 2, 3, ... (рис. 12.2, а) називають *точками природної комутації*. Саме в цих точках напруга наступної суміжної фази починає перевищувати напругу попередньої, і діод попередньої фази вимикається, а діод наступної фази вмикається. Довжина інтервалу провідності кожного діода дорівнює $2\pi/m$, а струми миттєво спадають до нуля для діода, вимикається, і миттєво зростають до значення J_0 для діода, який вмикається (рис. 12.2, б і в). Таким чином відбувається комутація діодів в ідеалізованій схемі з відсутніми індуктивностями розсіювання. Така комутація називається *миттєвою*.

При наявності індуктивностей розсіювання в них накопичується електромагнітна енергія $L_s \cdot J_0^2 / 2$, яка при комутації повинна перейти з індуктивності розсіювання попередньої фази в індуктивність розсіювання наступної фази. Цей процес займає певний час, протягом якого діод попередньої фази продовжує проводити струм одночасно з діодом наступної фази. Цей інтервал називають *кутом комутації* γ . Оскільки енергія в індуктивності попередньої фази повинна зникнути, то протягом кута комутації струм в попередній фазі зменшується від J_0 до 0, в той час, як в наступній фазі струм повинен зростати з 0 до J_0 . Таку комутацію прийнято називати *тривалою*.

Розглянемо диференціальні рівняння для інтервалу комутації, вважаючи діоди ідеальними:

$$\begin{cases} L_{Sa} \frac{di_a}{dt} - L_{Sb} \frac{di_b}{dt} = e_a - e_b; \\ i_a + i_b = J_0. \end{cases}$$

Перше рівняння складено за другим законом Кірхгофа для контуру комутації, а друге – за першим законом Кірхгофа для вузла, в якому об'єднуються катоди всіх діодів. Якщо продиференціювати обидві частини другого рівняння, отримаємо:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0,$$

оскільки $J_0 = \text{const}$. В першому рівнянні виходимо з повної симетрії трансформатора відносно індуктивностей розсіювання:

$$L_{Sa} = L_{Sb} = \dots = L_{Sm} = L_s.$$

Крім того, прийнемо за початок відліку часу точку 1 природної комутації. Максимуми e_a і e_b зміщені на $\frac{\pi}{m}$ відповідно в бік попередження і відставання.

Тому:

$$e_a = E_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right);$$

$$e_b = E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right).$$

Звідси отримаємо:

$$L_s \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) = E_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) - E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right).$$

Оскільки $\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0$, то $\frac{di_b}{dt} = -\frac{di_a}{dt}$, і перше рівняння можна переписати у формі:

$$2 \cdot L_s \frac{di_a}{dt} = E_m \left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \right].$$

Скористаємося формулою тригонометрії:

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \cdot \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \sin \frac{\alpha - \beta}{2},$$

тоді

$$2 \cdot L_s \frac{di_a}{dt} = -2 \cdot E_m \cdot \sin \omega t \cdot \sin \frac{\pi}{m},$$

або

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{E_m}{L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t.$$

Проінтегруємо обидві частини цього рівняння в часі:

$$i_a(t) = -\frac{E_m}{L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \int \sin \omega t dt.$$

Взявши інтеграл, отримаємо:

$$i_a(t) = \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \omega t + C_1.$$

Константу інтегрування C_1 отримаємо, виходячи із початкової умови:

$$\text{при } t = 0: \quad i_a(0) = J_0.$$

$$J_0 = \frac{E_m}{\omega L_s} \sin \frac{\pi}{m} + C_1,$$

звідси

$$C_1 = J_0 - \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m}.$$

Підставимо значення C_1 в загальний інтеграл:

$$i_a(t) = \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \omega t + J_0 - \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m},$$

або

$$i_a(t) = J_0 - \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \omega t).$$

Знаючи струм i_a , знайдемо і струм i_b :

$$i_{\hat{a}} = J_0 - i_a = \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \omega t).$$

Таким чином, струми фаз і комутуючих діодів змінюються за гармонійним законом.

Обчислимо довжину кута комутації γ . Для цього в останнє рівняння для $i(t)$ підставимо: $\omega t = \gamma$, $i(\omega t) = 0$, тоді:

$$0 = J_0 - \frac{E_m}{\omega L_s} \cdot \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \gamma).$$

Розв'яжемо це рівняння відносно $\cos \gamma$:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{\omega L_s \cdot J_0}{E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m}}.$$

Як видно з цього виразу, кут γ збільшується, якщо стають більшими L_S і J_0 . Фізично це пояснюється тим, що саме від L_S і J_0 залежить енергія, що накопичується в індуктивності розсіювання L_S .

Кут комутації зменшується при збільшенні E_m , оскільки при цьому збільшується швидкість зміни струмів діодів згідно з диференціальними рівняннями. При збільшенні кількості фаз m навпаки кут комутації збільшується, оскільки зменшується амплітуда різницевої лінійної напруги між комутуючими фазами, тому що ці фази є суміжними.

З'ясуємо, яким чином змінюється вихідна напруга U_d випрямляча протягом інтервалу комутації. Вихідна напруга, яка уявляє собою фактично напругу на джерелі струму J_0 , може бути виражена за допомогою живлячої напруги та напруги на індуктивності розсіювання. Запишемо такі рівняння двічі – для фази А і фази В:

$$\begin{cases} U_d = e_a - L_S \frac{di_a}{dt}; \\ U_d = e_b - L_S \frac{di_b}{dt}. \end{cases}$$

Додамо ліві і праві частини цих рівнянь і отримаємо:

$$2 \cdot U_d = e_a + e_b - L_S \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right).$$

Оскільки сума похідних комутуючих струмів дорівнює нулю, отримаємо:

$$U_d(t) = \frac{1}{2}(e_a + e_b).$$

Таким чином, протягом комутації вихідна напруга випрямляча змінюється за кривою, що визначається напівсухою напруг комутуючих фаз.

З'ясуємо вид цієї напруги, скориставшись тригонометричною формулою:

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cdot \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$$

Тоді:

$$\frac{1}{2} E_m \left[\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{m} \right) + \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{m} \right) \right] = E_m \cdot \cos \frac{\pi}{m} \cdot \cos \omega t.$$

Таким чином, крива вихідної напруги під час тривалої комутації починається у точці природної комутації і далі змінюється як косинусоїда з нульовим зсувом фази.

В момент закінчення інтервалу комутації вихідна напруга перестає пригнічуватися і стрибком досягає напруги наступної фази.

З урахуванням наведених міркувань на рис. 12.3, а, б відповідно показані часові діаграми, що ілюструють процес тривалої комутації струму з фази А на фазу В. На рис. 12.3, а наведена форма вихідної напруги випрямляча з урахуванням тривалої комутації. З точки 1 до точки 1' вихідна напруга дорівнює $\frac{1}{2}(e_a + e_b)$, до точки 1'' напруга миттєво зростає і далі іде за кривою напруги наступної фази e_b . Таким чином, у порівнянні з миттєвою комутацією відбувається зменшення вихідної напруги на величину, обумовлену площиною заштрихованої на рис. 12.3, а фігури S. При миттєвій комутації вихідна напруга випрямляча максимальна і дорівнює:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} E_{2m} \cdot \cos \omega t d(\omega t) = \frac{m}{\pi} \cdot E_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{m}.$$

При тривалій комутації зменшення напруги обумовлене величиною усередненої на інтервалі $2\pi/m$ площини фігури S:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\gamma \left[e_b - \frac{1}{2}(e_a + e_b) \right] d(\omega t) = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\gamma \left[E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - E_m \cdot \cos \frac{\pi}{m} \cdot \cos \omega t \right] d(\omega t) = \\ &= \frac{m \cdot E_m}{2\pi} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \cos \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t \right] \Big|_0^\gamma. \end{aligned}$$

Скористуємося формулою $\sin(\alpha - \beta) = \sin \alpha \cdot \cos \beta - \cos \alpha \cdot \sin \beta$, і отримаємо:

$$\Delta U = \frac{m \cdot E_m}{2\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \omega t \Big|_\gamma^0 = \frac{m \cdot E_m}{2\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \gamma).$$

При розгляді тривалості кута комутації було показано, що:

$$1 - \cos \gamma = \frac{\omega L_s \cdot J_0}{E_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{m}}.$$

Підставивши цей вираз у попередній, отримаємо:

$$\Delta U = \frac{m \cdot \omega L_s}{2\pi} \cdot J_0.$$

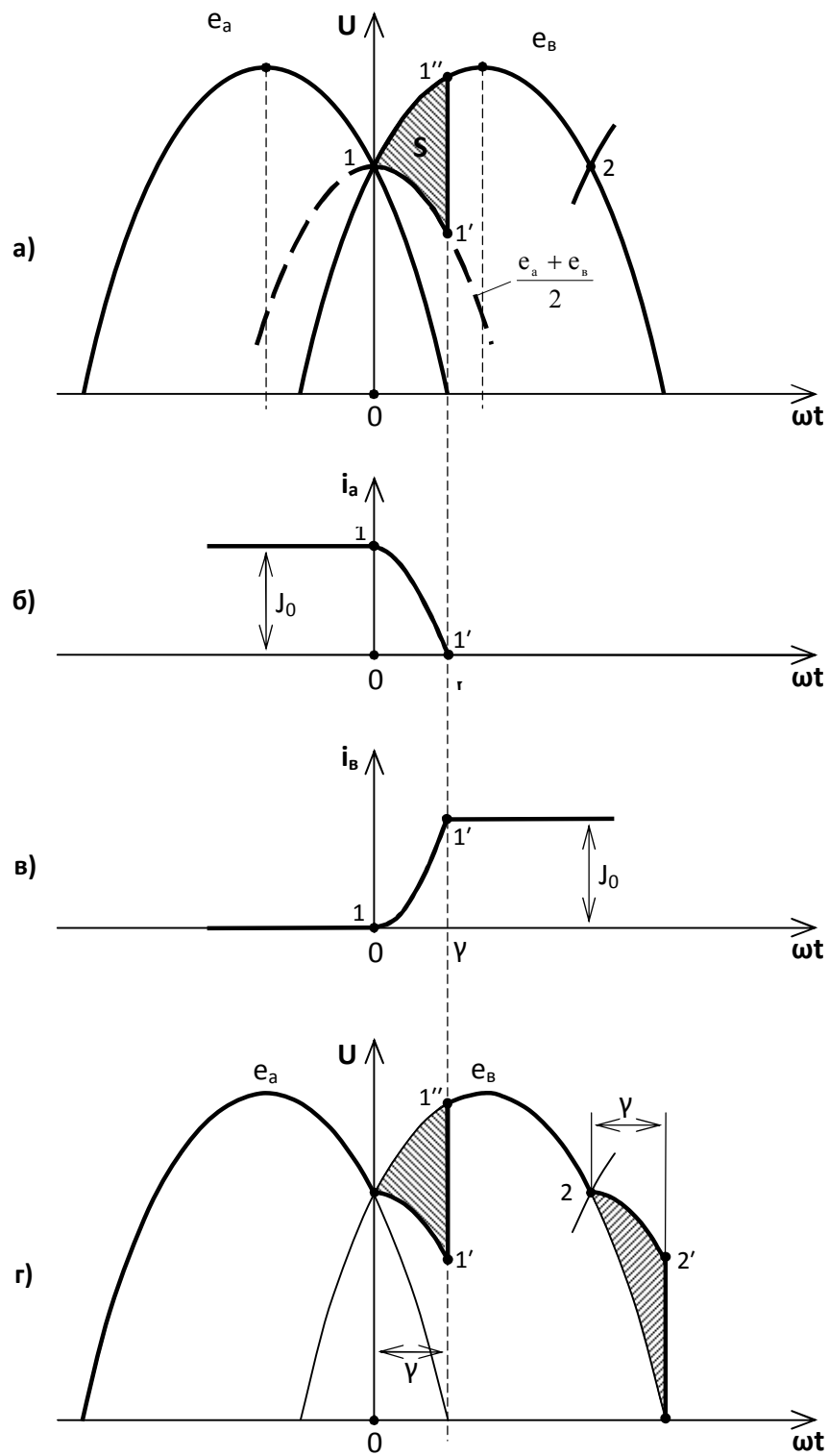


Рисунок 12.3

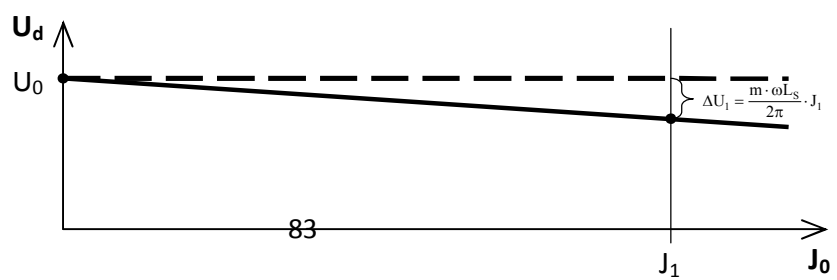


Рисунок 12.4

Таким чином, зменшення вихідної напруги випрямляча пропорційне струму J_0 навантаження випрямляча, а коефіцієнт $\frac{m \cdot \omega L_s}{2\pi}$ відіграє роль на кшталт внутрішнього опору, що привласний процесам тривалої комутації. Загальний вираз для вихідної напруги випрямляча має вигляд:

$$U_d = U_0 - \frac{m \cdot L_s}{2\pi} \cdot J_0.$$

За цим виразом можна побудувати вихідну характеристику випрямляча, яка представляє собою залежність вихідної напруги випрямляча U_d від струму J_0 , який віддає випрямляч у навантаження. Рационально будувати вихідну характеристику за двома точками: перша відповідає неробочому ходу випрямляча, коли відсутнє навантаження, тобто $J_0 = 0$, і тому $U_d = U_0$ (рис. 12.4); друга обчислюється при будь-якому струмові J_1 і отримується і отримується шляхом віднімання від U_0 величини $\Delta U_1 = \frac{m \cdot \omega L_s}{2\pi} \cdot J_1$.

Розглянемо вплив тривалої комутації на форму мережевої напруги, вважаючи за таку напругу на виході трансформатора, і тому ми повинні враховувати падіння напруги на індуктивностях розсіювання. Дослідження цього впливу актуальне з тієї точки зору, що до цих затисків можуть бути увімкнені інші навантаження. Насправді до вторинної обвитки трансформатора, що живить випрямляч, інші навантаження практично не вмикаються, але треба мати на увазі, що живлення цього трансформатора здійснюється через цілу низку інших трансформаторів, що каскадом знижують напругу. Таким чином по відношенню до мережі нескінченної потужності випрямляч вмикається через низку індуктивностей розсіювання цих проміжних трансформаторів. Саме напруга цих трансформаторів і відповідних мереж і потерпає від тривалої комутації наступним чином.

Дійсно, з урахуванням тривалої комутації вихідна напруга фази В (рис. 12.3, г) має дві ділянки, що обумовлені тривалою комутацією. На цих ділянках напруга складає напівсуму напруг комутуючих фаз. Тому на етапі вступу фази в роботу маємо комутуючий провал напруги, що іде по ділянці 1–1', а на етапі виходу фази з роботи буде відбуватися комутаційний викид напруги по ділянці 2–2'. Фізично ці процеси обумовлені появою напруг на індуктивностях розсіювання у зв'язку із накопичуванням і зникненням електромагнітної енергії в цих індуктивностях. В наслідок цих

процесів напруга мережі перестає бути синусоїдальною. Якщо розкласти результуючу напругу із зазначеними комутаційними спотвореннями, то отримаємо тригонометричний ряд, що містить вищі гармоніки. Проблема вищих гармонік полягає в тому, що вони згубно діють на електротехнічне обладнання []. З'являються імпульсні сигнали, що впливають на роботу контрольної апаратури та на системи управління. Саме вищі гармоніки викликають додатковий розігрів ізоляції, що призводить до передчасного її старіння і виходу щ робочого стану. Ця проблема є часткою проблеми електромагнітної сумісності електрообладнання, що працює від мережі обмеженої потужності.

Контрольні питання

1. Яка комутація називається миттєвою, а яка тривалою?
2. Чим обумовлене затягування комутації в випрямлячах?
3. Як можна обчислити індуктивність розсіювання трансформатора за паспортними даними?
4. Виведіть рівняння струмів комутуючих фаз.
5. Що називається кутом комутації і як можна обчислити його?
6. Як впливають на кут комутації струм навантаження і амплітуда живлячої напруги? Дайте фізичну трактовку.
7. Виведіть вираз для напруги випрямляча під час тривалої комутації.
8. Як обчислити і побудувати вихідну характеристику випрямляча з урахуванням тривалої комутації?
9. Яким чином спотворюється напруга мережі за рахунок тривалої комутації?
10. В чому проявляється негативний вплив вищих гармонік, що генеруються завдяки тривалій комутації?
11. Проведіть комп'ютерні експерименти за такими даними:
 $E_{2m} = 600(\text{В}); L_s = 200(\text{мкГн}); m = 3; f = 50(\text{Гц}); J_0 = 100(\text{А})$. Обчисліть кут комутації і порівняйте з результатами моделювання.

Лекція 8

КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Керовані випрямлячі дозволяють змінювати величину випрямленої напруги. Необхідність регулювання величини випрямленої напруги актуальна, наприклад, в тому разі, коли навантаженням випрямляча слугує електропривод постійного струму. Регулюючи постійну напругу, що подається на якір двигуна, можна змінювати обертову швидкість і момент на валу двигуна. Для реалізації функції регулювання напруги випрямляча в якості вентилів слід використовувати керовані вентиля, наприклад, тиристори. Вольт-амперні характеристики тиристора показують, що його струм блокується як в разі від'ємної анодної напруги, так і в разі позитивної анодної напруги. Відімкнути тиристор можна лише при позитивній анодній напрузі, подавши на управляючий електрод імпульс струму. Для цього випрямляч доповнюється блоком системи управління, яка пов'язана як з мережевою напругою для синхронізації імпульсів, так і з самими тиристорами. В системі управління саме і генеруються потрібні управляючі імпульси, що відмикають тиристори в потрібні моменти часу (рис. 12.1). В загальному випадку система управління може сприймати і сигнали від навантаження у вигляді напруги і струму навантаження (на рис. 8.1 показані пунктирними лініями). В цьому разі випрямляч уявляє собою замкнену систему автоматичного управління, яка може не тільки регулювати напругу, а також стабілізувати її або змінювати за заданим законом. Розглянемо керований випрямляч в однофазному однотактному варіанті (рис. 8.2, а). В цьому випрямлячеві тиристор Т може відмикатися лише в тих проміжках часу, коли напруга U_2 позитивна (рис. 8.2, б), при умові, що на управляючий електрод поданий імпульс струму. Як показано на рис. 8.2, в, керуючий імпульс протягом першого періоду не подається, тому тиристор не буде вмикатися, і напруга на виході випрямляча буде відсутня.

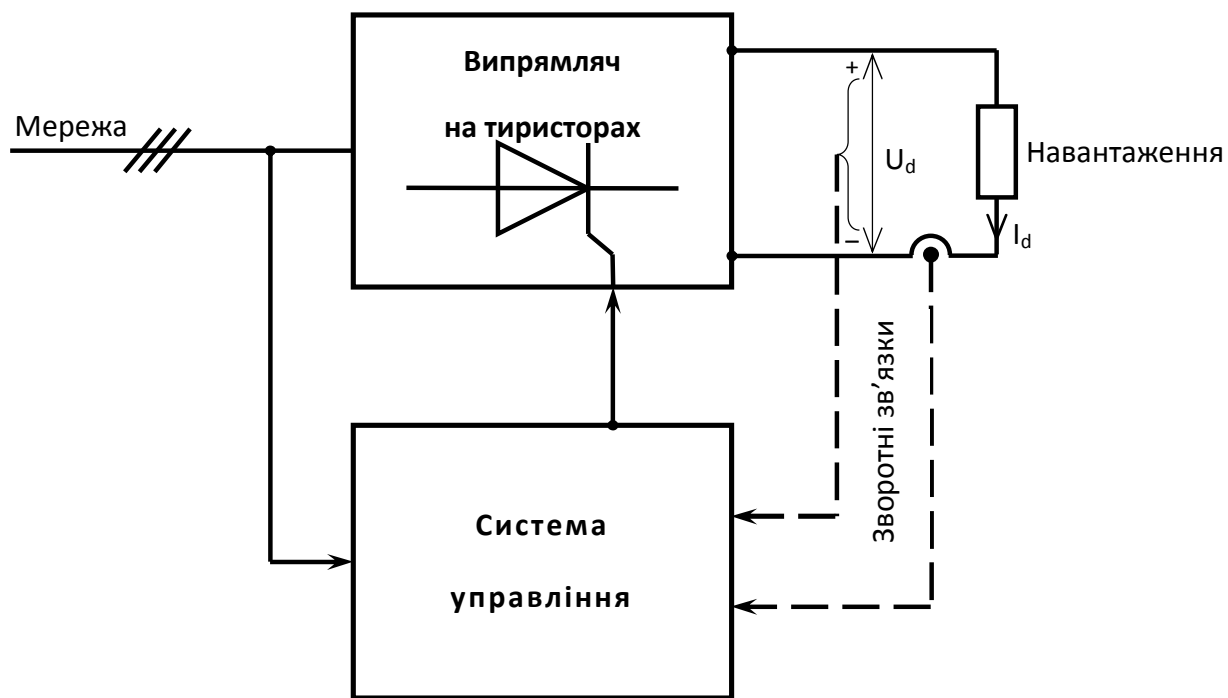


Рисунок 8.1

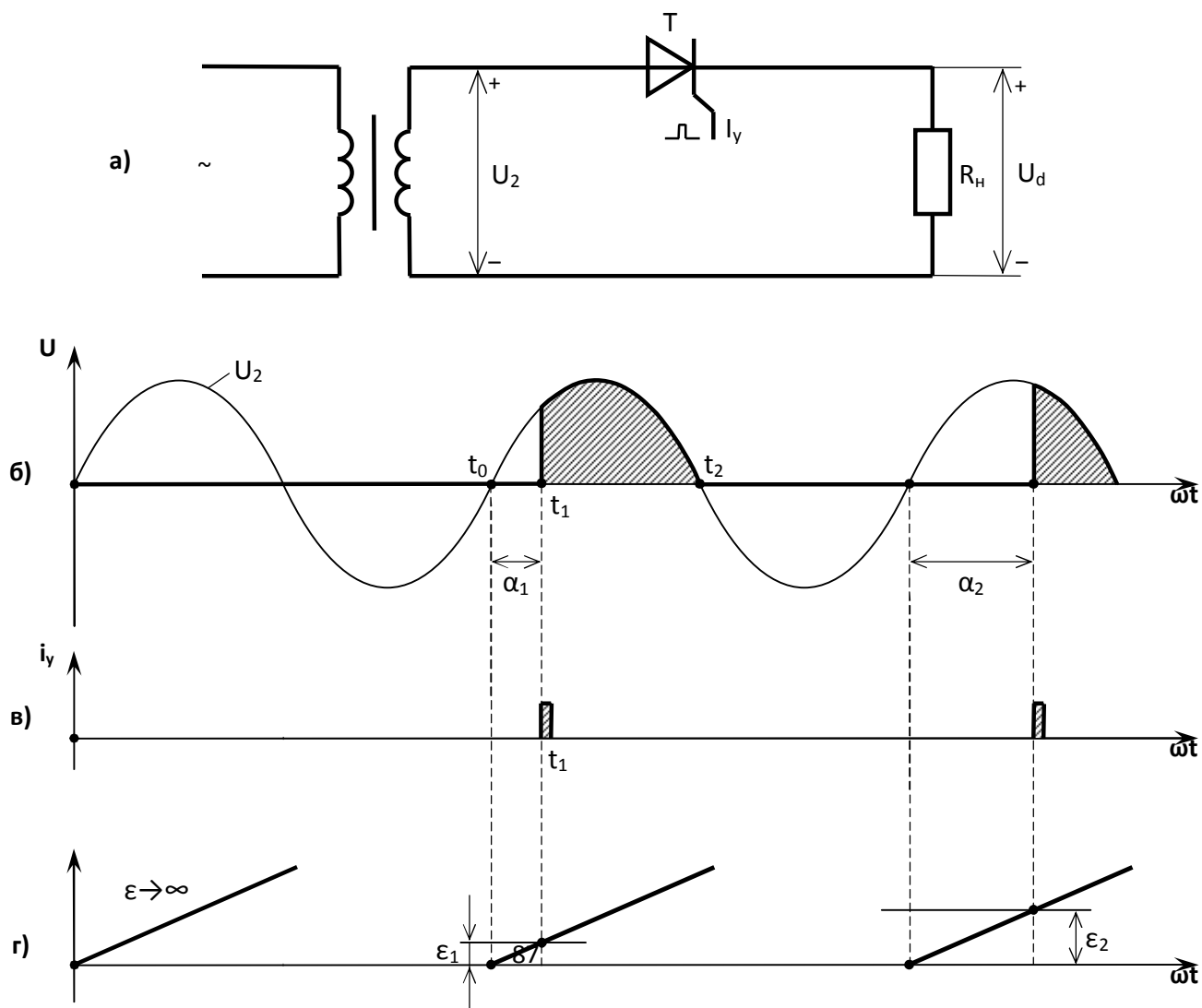


Рисунок 8.2

Протягом другого періоду в момент t_1 подається керуючий імпульс, який обумовить відкриття тиристора і подачу напруги на навантаження до моменту t_2 . Величина вихідної напруги обчислюється як середнє значення і визначається площиною заштрихованої фігури. Кут α_1 , який відраховує зсув керуючого імпульсу відносно моменту t_0 природної комутації, називають кутом управління. На третьому періоді кут управління збільшено ($\alpha_2 > \alpha_1$), площа заштрихованої фігури зменшилась, що обумовлює і зменшення напруги на виході випрямляча.

Система управління керованим випрямлячем може бути побудована на аналогових елементах за принципом так званого вертикального управління. Для цього в моменти природної комутації слід забезпечити генерацію лінійно зростаючої напруги (рис. 8.2, г). Цю напругу порівнюють з напругою уставки ε за допомогою компаратора, і в момент досягнення лінійною напругою рівня уставки генерується управляючий імпульс. Таким чином можна змінювати уставку і регулювати кут управління в діапазоні $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Обчислимо залежність випрямленої напруги U_d від кута управління:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \cdot \sin \omega t d(\omega t) = -\frac{E_{2m}}{2\pi} \cdot \cos \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{E_{2m}}{2\pi} (1 + \cos \alpha).$$

При $\alpha = 0$ отримаємо:

$$U_d = \frac{E_{2m}}{2\pi} (1 + 1) = \frac{E_{2m}}{\pi},$$

що відповідає режиму керованого випрямляча на діодах, коли комутація здійснюється в точці природної комутації.

При $\alpha = \pi$ отримаємо:

$$U_d = \frac{E_{2m}}{2\pi} (1 - 1) = 0,$$

що означає відсутність напруги на виході випрямляча.

При $\alpha > \pi$ керуючі імпульси зсуваються в область від'ємних анодних напруг, і тиристор залишається закритим. На рис. 8.3 побудована залежність вихідної напруги від кута управління, яка називається регулюючою характеристикою. З графіка видно, що ця залежність не є лінійною, що треба враховувати при проектуванні замкнених систем управління керованими випрямлячами. На рис. 8.4 наведений приклад керованого випрямляча за нульовою трифазною схемою. Для синхронізації на систему управління подаються фазні напруги з вторинних обвиток живлячого трансформатора. Кут управління відраховується від точок природної комутації 1, 2, 3. При неглибокому регулюванні з відносно малим кутом управління α_1 вихідна напруга не виходить з позитивних значень. При поглибленні регулювання з більшим кутом управління α_2 вихідна напруга може заходити в область негативних напруг. На фазній напрузі e_c з кутом управління α_3 показаний процес тривалої комутації з урахуванням індуктивностей розсіювання трансформатора. Як і в разі тривалої комутації в некерованому випрямлячеві, протягом інтервалу комутації γ вихідна напруга випрямляча змінюється за кривою, що визначається напівсумою напруг комутуючих фаз, тобто $\frac{e_v + e_c}{2}$. Таким чином ефект керування проявляється лише в тому, що початок ділянки тривалої комутації зсувається на довжину кута управління. Відповідно зсуваються і дільниці комутуючих провалів і викидів в кривих напруг живлячої мережі. Особливість управління мостовою схемою керованого випрямляча полягає в тому, що кожний тиристор працює сумісно з двома іншими тиристорами по черзі. Тому слід на кожний тиристор подавати управляючі імпульси – по два на відстані $\frac{\pi}{3} = 60$ (ел.град.), або ж подавати широкі управляючі імпульси, які перекривають означений інтервал. Особливе значення таке управління має на початку роботи випрямляча при його вмиканні, щоб забезпечити вмикання необхідних пар тиристорів різних фаз.

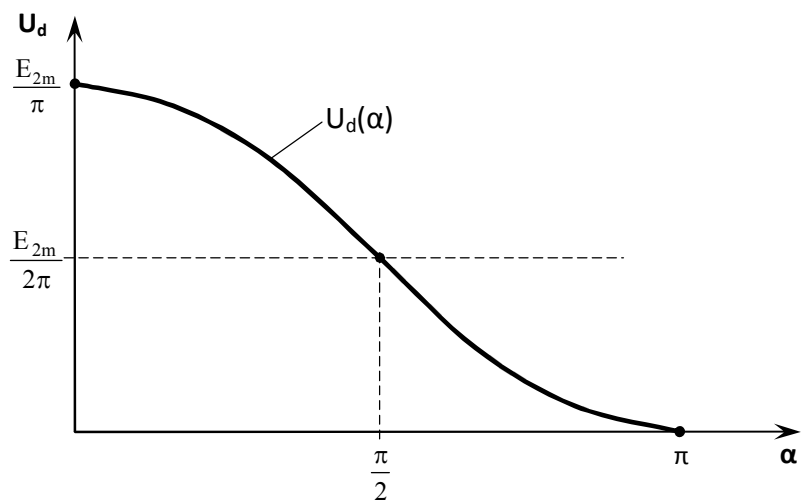


Рисунок 12.3

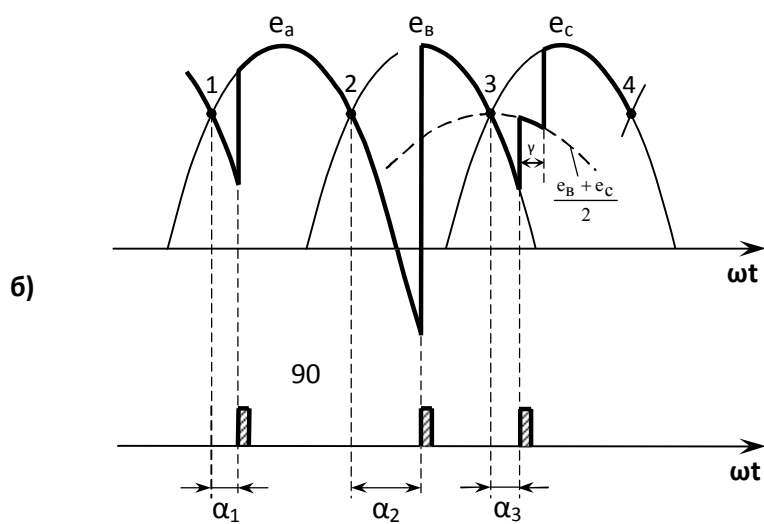
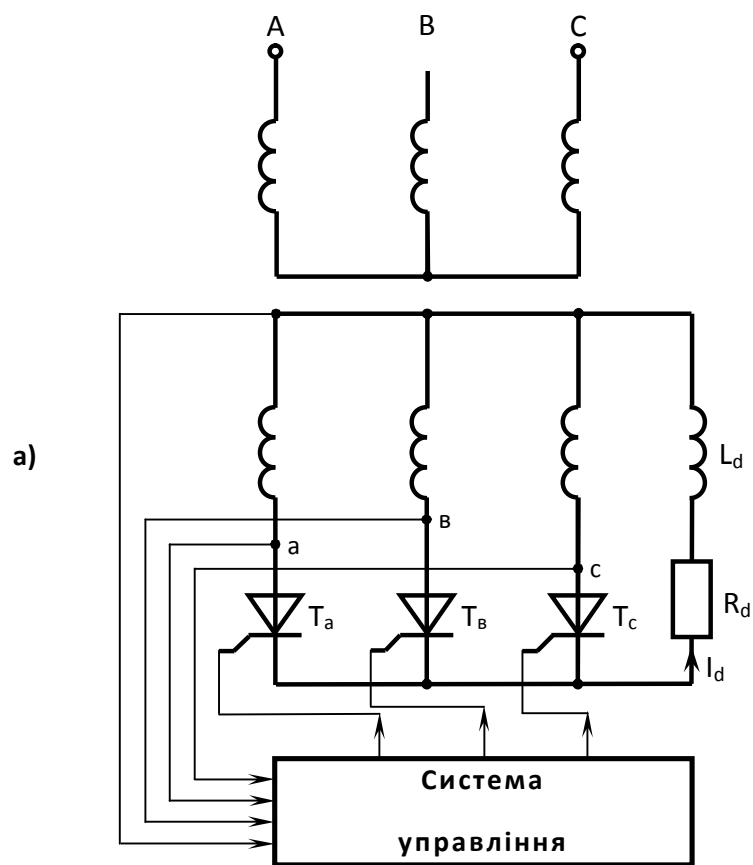


Рисунок 8.4

Контрольні питання

1. Навіщо потрібно регулювати вихідну напругу випрямляча? Наведіть приклади.
2. На яких силових напівпровідникових приладах слід будувати схеми керованих випрямлячів?
3. Які умови вмикання і вимикання вентилів в керованих випрямлячах?
4. За яким принципом будується схема управління керованого випрямляча на аналогових елементах?
5. Яким чином відраховується кут управління керованого випрямляча?
6. Поясніть і виведіть залежність вихідної напруги керованого випрямляча від кута управління.
7. В чому полягають особливості управління багатофазними керованими випрямлячами?
8. Як протікає процес тривалої комутації в керованому випрямлячеві? Поясніть на часових діаграмах.

Лекція 9

КОЕФІЦІЄНТ ПОТУЖНОСТІ ВИПРЯМЛЯЧА

Розглядаючи випрямляч як навантаження для живильної мережі змінного струму, важливо оцінювати характер потужності, що споживає випрямляч від мережі. Найбільш бажаним є режим споживання лише активної потужності. Це означає, що при синусоїдальній напрузі мережі струм, що споживається їм навантаженням, повинен, по-перше, бути також синусоїдальним, а по-друге, цей струм точнісінько співпадає за фазою з живильною напругою. Такий режим існує лише в тому випадку, коли навантаженням живильної мережі є резистор. Ємнісне і індуктивне навантаження не порушують синусоїдальності споживаного струму, але зсувають його у бік попередження або відставання відповідно на кут φ , і споживання енергії від мережі характеризується появою так званої реактивної потужності.

Аналіз струмів, що споживаються випрямлячами, показує, що ці струми зсуваються в бік відставання відносно живильної напруги, тобто, для випрямлячів характерним є режим, аналогічним поведінці індуктивності. Але, крім цього, слід враховувати, що струм, споживаний випрямлячем, не є синусоїдальним. Якщо вважати струм навантаження ідеально згладженим, то цей струм має вигляд прямокутних імпульсів. Такий струм можна розкласти в тригонометричний ряд і виділяти першу, основну гармоніку струму $I_{1(1)}$ і вищі гармоніки $I_{1(2)}, I_{1(3)}, \dots$. Перша гармоніка зміщена на кут φ , і сумісно з живлючою синусоїдальною напругою основної частоти U_1 визначає активну і реактивну потужності за основною гармонікою. Наявність фазового зсуву обумовлює споживання від мережі реактивної потужності крім активної потужності $U_2 I_2$. Споживання реактивної потужності і наявність вищих гармонік збільшують діюче значення струму мережі, що в свою чергу збільшує витрати енергії при передачі електричної енергії від мережі через випрямляч до його навантаження.

На рис.9.1,а зображено напругу мережі u_c і струм i_1 , що споживає випрямляч, для випадку некерованого випрямляча з абсолютно згладженим струмом навантаження і відсутністю тривалої комутації. Тут відсутній зсув струму, і

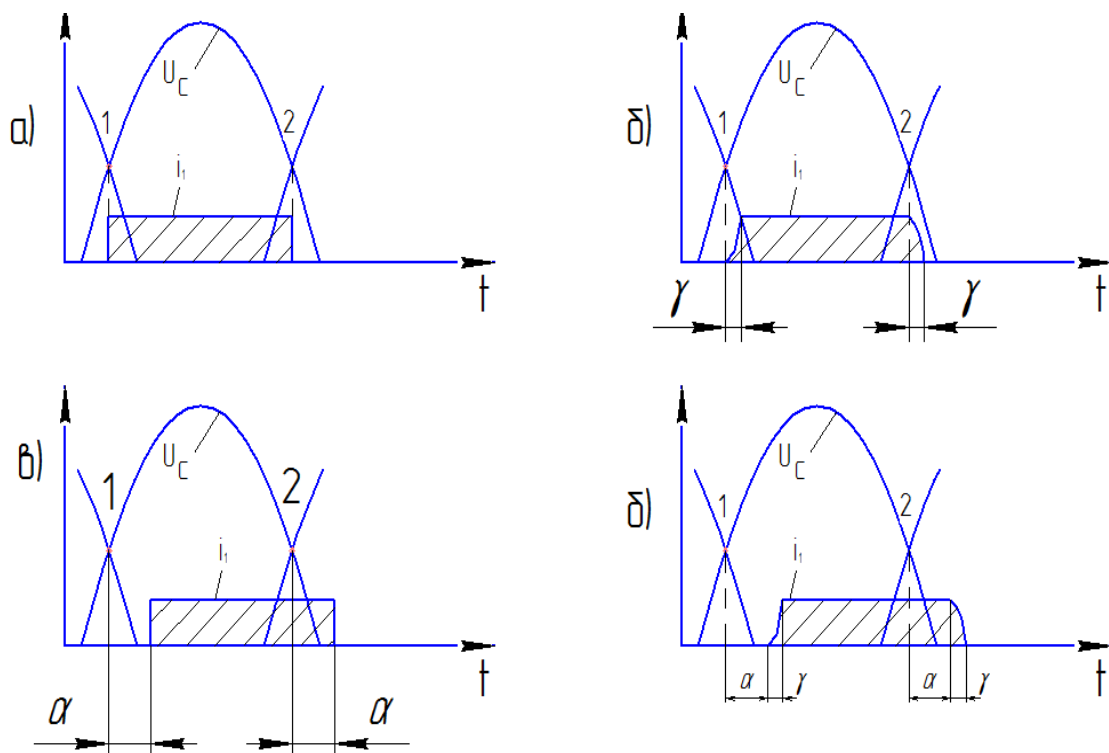


Рисунок 9.1

слід враховувати лише несинусоїдальний характер струму. Слід зауважити, що незначний зсув струму все ж спостерігається, оскільки присутній струм намагнічування трансформатора. Зі збільшенням потужності цей струм зменшується до $1,5 \div 2\%$ від номінального струму, і цією складовою можна знехтувати.

На рис. 9.1,б зображений струм i_1 споживання випрямляча з урахуванням тривалої комутації. Перша гармоніка струму при цьому зсувається, і величина зсуву, як показують дослідження, у припущенні лінійної апроксимації струму на ділянках тривалої комутації, становить величину

$$\varphi = \frac{\gamma}{2}$$

На рис. 9.1,в зображено струм i_1 споживання керованим випрямлячем при куті управління α і без урахування тривалої комутації. В цьому разі зсув основної гармоніки струму складає величину

$$\varphi = \alpha$$

Нарешті, на рис.9.1,г струм i_1 споживання керованим випрямлячем з урахуванням тривалої комутації. В цьому випадку зсув основної гармоніки складається із кута керування α і половини величини кута комутації:

$$\varphi = \alpha + \frac{\gamma}{2}$$

і таким чином можна знайти коефіцієнт зсуву:

$$\cos \varphi = \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right)$$

В загальному випадку коефіцієнт потужності визначається як відношення активної потужності P , що споживається випрямлячем, до повної потужності S :

$$\chi = \frac{P}{S}$$

Оскільки живляча напруга може вважатися синусоїдальною, то для активної і повної потужності можна записати такі вирази:

$$P = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi$$

$$S = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_n I_{1(n)}^2}$$

де U_1 – діюче значення напруги живлючої мережі;

I_1 – діюче значення струму, що споживається від живлючої мережі, який є несинусоїдальним;

$I_{1(1)}, I_{1(2)}, \dots$ – діючі значення першої і вищих гармонічних складових струму, що споживається випрямлячем від живлючої мережі;

φ – кут зсуву першої гармоніки струму відносно живлючої напруги;

$n=2,3,\dots$

Якщо підставити ці формули у вираз для коефіцієнта потужності, отримаємо

$$\chi = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_n I_{1(n)}^2}} = v \cos \varphi$$

де

$$v = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_n I_{1(n)}^2}}$$

називають коефіцієнтом спотворення мережевого струму.

Слід зауважити, що коефіцієнт зсуву $\cos \varphi$ можна визначити з енергетичних міркувань. Дійсно, для активної потужності з боку змінного струму і потужності постійного струму не навантажені можна записати:

$$U_1 I_{1(1)} \cos \varphi = U_d I_d$$

Звідки можна обчислити коефіцієнт зсуву

$$\cos \varphi = \frac{U_d I_d}{U_1 I_{1(1)}}$$

Коефіцієнт потужності випрямлячів, як основних перетворювачів, що вмикаються до живлючої мережі синусоїдального струму, є важливим показником. Підвищення коефіцієнта потужності є надзвичайно важливим завданням, розв'язання якого актуалізувалося в останні десятиліття в зв'язку з поширенням застосування перетворювачів електричної енергії різних сферах промисловості. Дуже плідним в цьому напрямку є роботи харківського науковця в галузі енергетичної електроніки проф.. О.О. Маєвського[8].

Контрольні питання

1. В чому полягають особливості напівпровідникових перетворювачів як споживачів електричної енергії від живлючої мережі?
2. Як впливає довжина кута управління тиристорним випрямлячем на величину кута зсуву?

3. Як впливає явище тривалої комутації на величину кута зсуву?
4. Що являє собою коефіцієнт спотворення первинного струму перетворювача?
5. Як визначають коефіцієнт потужності перетворювача електричної енергії?
6. Як можна обчислити коефіцієнт зсуву, виходячи з енергетичних міркувань?

Лекція 10

ПРИМУСОВА КОМУТАЦІЯ

Тиристор є напівкерований пристрій, тобто можна керувати лише моментом вмикання тиристора. Для цього потрібно дві умови: наявність позитивної анодної напруги на силових електродах тиристора і подача імпульса на керуючий електрод. Після цього тиристор вмикається і його можна вважати в сенсі подальшої роботи звичайним діодом. Тиристор, як і діод, ввімкнеться в момент, коли його струм, зменшуючись, досягне нульового значення (точніше, значення струму утримання, який близький до нуля). Отже, момент вмикання тиристора визначається електромагнітними процесами в силовій частині перетворювача електроенергії, в наслідок чого і повинен струм тиристора досягти струму утримання. Така комутація тиристора у бік його вимикання називається природною. В перетворювальних пристроях з'являється потреба вимкнути тиристор раніше моменту досягнення природної комутації. Для цього до тиристора приєднуються спеціальні вузли, які містять в собі реактивні і напівпровідникові елементи. Їх називають вузлами примусової комутації.

Слід розрізняти жорстку і м'яку комутацію. Принцип жорсткої комутації пояснює схема на рис.10.1,а. Комутуючий конденсатор C_k попередньо заряджується напругою з позначеною полярністю. Ввімкнений тиристор T пропускає струм

$$I_T = \frac{E}{R_{\Sigma}}$$

Для вимикання тиристора замикають ключ K , і конденсатор підключається до відкритого тиристора, при цьому з урахуванням полярності напруги конденсатора зустрічно прямому струму тиристора I_T протікає струм від розряду конденсатора. Цей струм обмежується лише невеличким активним опором r з'єднувальних проводів, і складова цього струму

$$I_c = \frac{U_c}{r}$$

стрімко зростає в момент замикання ключа. Якщо $i_C > i_T$, то цим досягається умова вимикання тиристора. Також комутація називається ще конденсаторною.

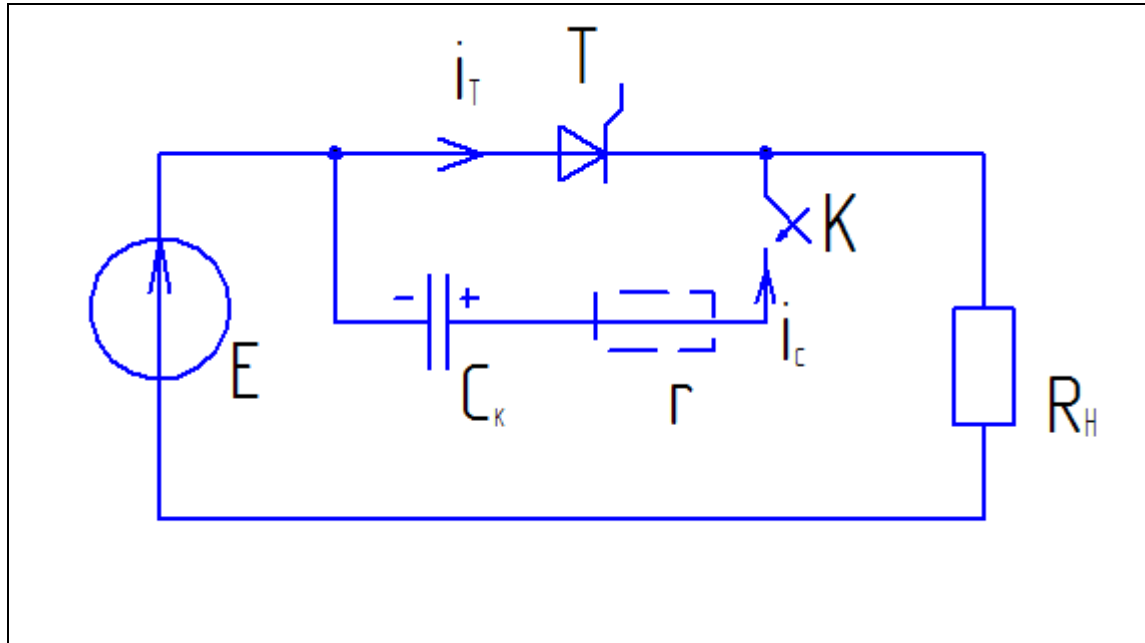


Рисунок 10.1

Її недоліком є певна невизначеність комутуючих струмів, а також різкі перепади струму через тиристор. Крім того, конденсатор в імпульсному режимі має додатковий розігрів і старіння ізоляції, що скорочує час його роботи.

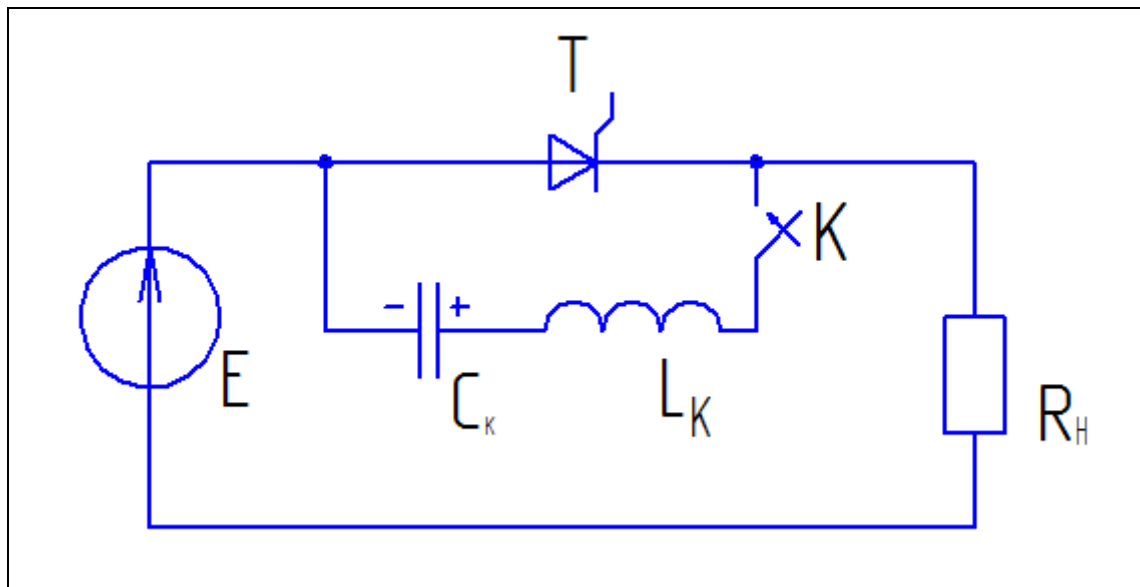


Рисунок 10.2

М'яка комутація (рис. 10.2) обмежує струм розряду конденсатора додатковим реактивним елементом – комутуючою індуктивністю L_K . При цьому утворюється коливальний контур $C_K L_K$, який характеризується характеристичним опором

$$\rho = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}$$

і періодом коливань

$$T = 2\pi\sqrt{L_K C_K}$$

Характеристичний опір визначає амплітуду комутуючого струму I_{km} , яка повинна перевищувати прямий струм тиристора T :

$$I_{km} = \frac{U_c}{\rho} > \frac{E}{R_n}$$

Період коливань T визначає швидкість, з якою тиристор буде вимкнений. Оскільки амплітуда комутуючого струму досягається через чверть періоду, то приблизно в першому наближенні саме цей час і можна вважати затримкою вимкнення тиристора відносно моменту замикання ключа K :

$$t_z = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_K C_K}$$

Наведені схеми лише пояснюють основні принципи побудови вузлів примусової комутації тиристорів. Реальні вузли примусової комутації передбачають забезпечення циклічності заряду комутуючого конденсатора, а також мінімізацію витрат електричної енергії при здійсненні примусової комутації.

Контрольні запитання

1. Чим відрізняється примусова комутація ввід природної?
2. В чому полягає призначення вузлів примусової комутації?
3. Поясніть схему і принцип дії конденсаторної комутації.
4. Які недоліки має конденсаторна комутація?
5. Чому конденсаторна комутація називається жорсткою?

6. Які переваги і недоліки має м'яка комутація?
7. Завдяки чому досягається м'яка комутація?
8. Які параметри комутуючого контуру враховуються при розрахунках процесу примусової комутації?

Лекція 11

ВИПРЯМЛЯЧІ З ПІДВИЩЕНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ПОТУЖНОСТІ

Проблема підвищення коефіцієнту потужності випрямлячів виглядає надзвичайно актуальною, оскільки в більшості випадків саме випрямляє є тією проміжною ланкою, яка контактує з живильною мережею. Ці проблеми докладно опрацьовані українськими вченими Чиженко І.М. і Маєвським О.О. [8] ще у попередньому столітті. На сьогоднішній день розв'язання цих проблем є важливим в плані боротьби за підвищення якості електроенергії і умов електроспоживання. Розглянемо трифазний керований тиристорний випрямляч з індуктивно-резистивним навантаженням (рис. 11.1), де будемо вважати діод D_0 відсутнім. Регулювання вихідної напруги здійснюється зміною кута керування α , який підліковується від точки природної комутації (рис. 1.1). Проводити струм здатний той тиристор, анодна напруга якого є найвищою. Середнє значення вихідної напруги m -тактного випрямляча визначається співвідношенням:

$$U_0 = \frac{E_m}{2\pi/m} \int_{\alpha - \frac{\pi}{m}}^{\alpha + \frac{\pi}{m}} \cos \omega t d(\omega t) = E_m \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \cos \alpha$$

Для трифазної схеми при $m=3$:

$$U_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_m \cos \alpha$$

де $0 \leq \alpha \leq \pi$.

З цього виразу видно, що при $\alpha = \pi/2$ отримаємо $U_0 = 0$. Якщо $\alpha > \pi/2$, то середнє значення вихідної напруги змінює свій знак, оскільки при цьому змінюється напрям передачі потужності. Енергія, що накопичена в індуктивності, вертається в живильну мережу, і такий режим називається інверторним. У випадку активно-індуктивного навантаження струм знижується до нуля, і безперервний струм в навантаженні не протікає. Але навіть при $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ можна ви-

значити ділянки анодного струму i_a (він співпадає зі струмом фази A), коли струм відповідає від'ємним значенням напруги. На рис. 11.1, в ця ділянка струму покрита штриховкою. Саме на подібних ділянках випрямляч споживає реактивну потужність, яка завантажує джерела енергії і живильну мережу і призводить до збільшення втрат в системі.

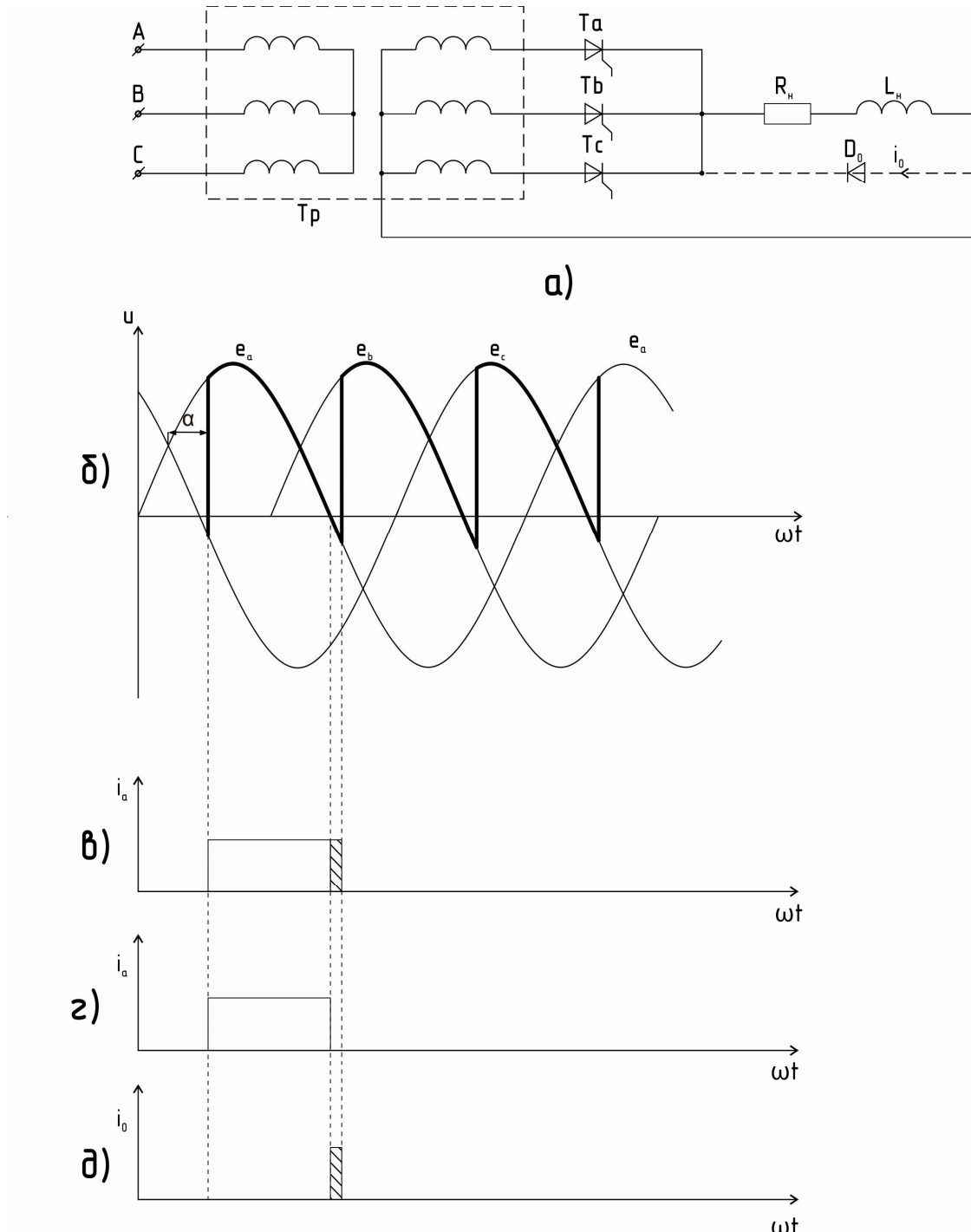


Рисунок 11.1

Для виключення таких ситуацій було запропоновано ввести в схему діод D_0 , який шунтує навантаження, зберігаючи можливість протікання через нього струму навантаження. На рис. 11.1, а вмикання цього зворотного, або, як його ще називають, нульового діоду показано пунктиром. Розподіл струму для випадку наявності нульового діоду зображений на рис. 11.1, г і д. В цьому разі в момент, коли напруга на навантаженні стає від'ємною, діод D_0 починає проводити, і через нього замикається струм навантаження. Напруга на навантаженні при цьому дорівнює напрузі відкритого діоду D_0 , тобто близько до нуля, і реактивна потужність в системі відсутня. За рахунок того, що скорочується інтервал протікання струму фази, від якого відрізняється справа струм через діод D_0 , кут зсуву першої гармоніки фазного струму відносно живлючої фазної напруги, також зменшується, що покращує коефіцієнт потужності випрямляча.

Для $\alpha < \pi/6$ вираз для вихідної напруги не змінюється порівняно з приведеним вище, оскільки нульовий вентиль не проводить струм, тому

$$U_0 = \frac{E_m}{2\pi/3} \int_{\alpha - \frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{E_m}{2\pi/3} \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

Де $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$

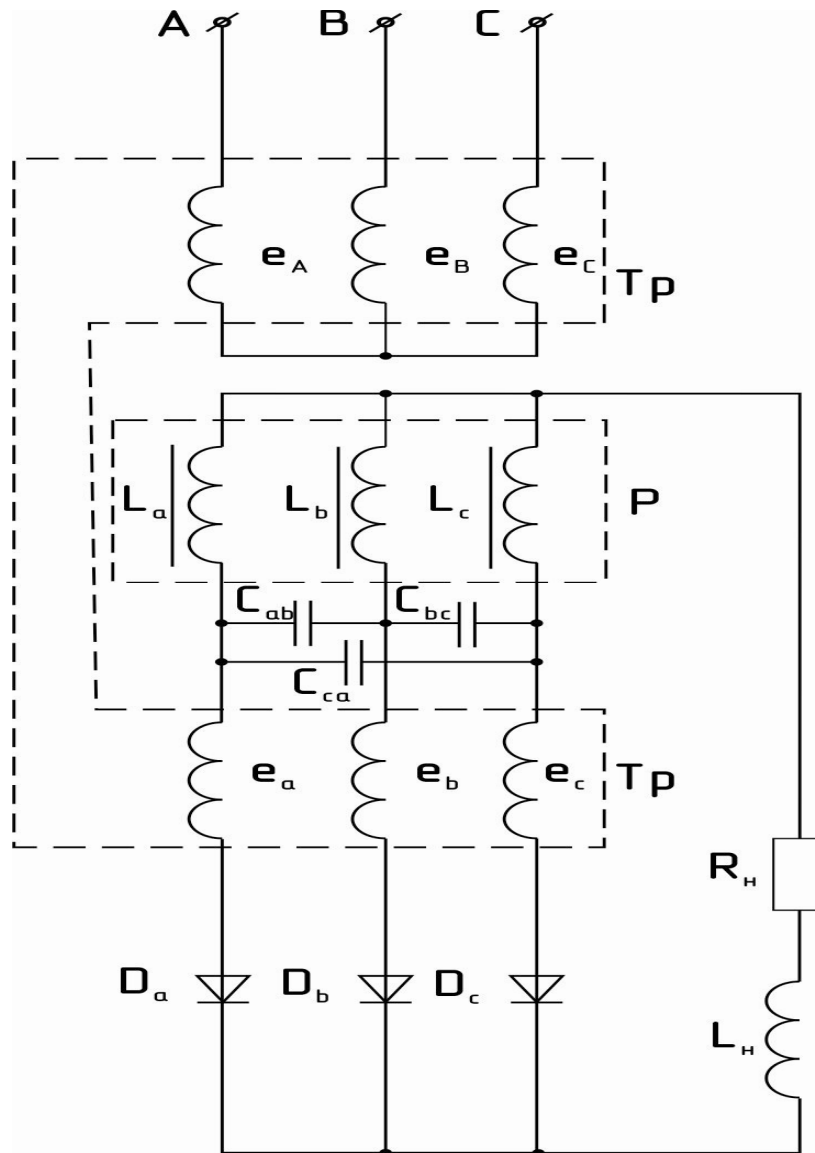


Рисунок 11.2

На рис. 11.2 приведена схема трифазного випрямляча з штучною комутацією, запропонована І.М. Чиженко. В цій схемі конденсатори вмикають між фазами вторинних обмоток трансформатора. Ці конденсатори живляться через додатковий вирівнювальний реактор P , який пропускає через себе змінні складові струмів конденсаторів і розділяє струму між окремими фазами за постійною складовою. Дія конденсаторів полягає у тому, що їх напруги додаються до напруг вторинних обмоток трансформатора і зсувають моменти відмикання діодів у бік випередження у порівнянні з точкою природної комутації. Довжина про-

відності струмів кожного діода складає $2\pi/3$. Оскільки конденсатори зсувають струми у бік випередження, коефіцієнт потужності підвищується.

Цікаві можливості в сенсі підвищення коефіцієнта потужності дає застосування примусової комутації у випрямлячах. На рис. 11.3, а зображена схема симетричного повністю керованого однофазного мостового випрямляча.

Верхня група комутаторів з тиристорами T_1 і T_2 може бути примусово комутована за допомогою комутуючого пристрою, до складу якого входять комутуючий конденсатор C і відсікаючі діоди D_1 і D_2 . При відкритих T_3 , D_1 , T_1 через ці вентиля замикається струм навантаження I_0 , який заради спрощення вважаємо постійним, ідеально згладжених завдяки великій індуктивності навантаження L_H .

В

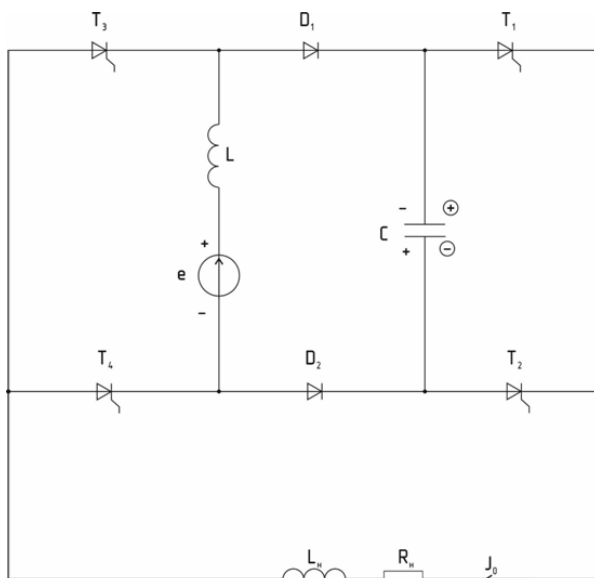


Рисунок 11.3

момент часу α вмикається тиристор T_4 , оскільки при цьому напруга джерела є позитивною, і до тиристора T_4 прикладається позитивна напруга. Тепер проводять вентиля T_4 , D_1 , T_1 , і до навантаження прикладається напруга джерела. В цей час конденсатор заряджений таким чином, що потенціал верхньої обкладинки нижче за потенціал нижньої обкладинки. Тому в момент часу β , коли на тиристор T_2 подається відкриваючий імпульс, він миттєво вмикається, а тиристор T_1 миттєво вимикається за рахунок дії жорсткої конденсаторної комутації.

Струм навантаження I_0 протікає через конденсатор і перезаряджає його до напруги зі зворотною полярністю (об'єднана кружками). Як тільки відкривається діод Д2, утворюється коливальний контур з конденсатора С і індуктивності мережі і трансформатора L. Струм в цьому контурі змінюється по косинусоїдальному закону від початкового значення I_0 з періодом

$$T = 2\pi\sqrt{LC},$$

і за чверть періоду цей струм досягає нуля, і вузол комутації виконує таким чином свої завдання. Напруга на конденсаторі С зберігається для того, аби забезпечити відповідну комутацію в наступному від'ємному напівперіоді мережевої напруги, де процеси симетрично повторюються. Таким чином, напруга мережі поступає на навантаження із затримкою на кут керування α відносно точки природної комутації і знімається з навантаження з кутом β , до якого треба додати ще чверть комутаційного періоду. Це означає, що регулюючи α і β , можна змінювати зсув першої гармоніки мережевого струму і впливати на коефіцієнт потужності випрямляча. Подібний принцип реалізації комутації можна розповсюдити і на трифазні керовані випрямлячі.

Контрольні питання

1. Навіщо треба підвищувати коефіцієнт потужності випрямлячів?
2. Яким чином нульовий діод впливає на коефіцієнт потужності?
3. Чому нульовий діод вмикається саме таким способом, як це показано на схемі?
4. В чому полягає принцип дії схеми з компенсацією, запропонованою І.М. Чиженко?
5. Проаналізуйте схему І.М. Чиженка і з'ясуйте форми напруг на конденсаторах.
6. Проаналізуйте схему однофазного випрямляча з примусовою комутацією і з'ясуйте форму напруги на конденсаторі і струму мережі.

Лекція 12

АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ

Автономні інвертори призначені для перетворення електричної енергії постійного струму в електричну енергію змінного струму. Принцип роботи інвертора можна з'ясувати на прикладах схем з механічними ключами. На рис.12.1, а зображена принципова схема інвертора напруги. В цій схемі перший півперіод замкнені лише ключі з непарними номерами $K1$, $K3$, і до навантаження Z_n прикладається напруга $U_n = E$ з полярністю, яка позначена без обведення. Наступний півперіод замкнені лише парні ключі $K2$, $K4$, і до навантаження прикладається напруга $U_n = -E$ зі зворотною полярністю, що позначена з обведенням. Таким чином, вихідна напруга має вигляд прямокутних імпульсів змінної полярності, довжина яких регулюється зміною частоти.

Зображений на рис. 12.1, б інвертор відрізняється від попередньої схеми лише наявністю індуктивності L , що увімкнена послідовно з джерелом напруги. Така комбінація елементів подібна джерелу струму, оскільки індуктивність обмежує вхідний струм $I_{вх}$, який тепер комутується ключами, що керуються таким же чином, як і у інверторі напруги. В зв'язку з наведенням така схема отримала назву інвертора струму. Позитивною якістю інвертора струму є та обставина, що навіть при коротких замиканнях на навантаженні вхідний струм ключів обмежений вхідною індуктивністю.

На рис. 12.2,а наведена схема однофазного інвертора струму на тиристорах. В цій схемі паралельно резистору навантаження увімкнено конденсатор C_k , який здійснює жорстку комутацію тиристорів. Часові діаграми управління тиристорами показані на рис.12.2, в і г, де позначені управляючі імпульси, що подаються одночасно через півперіод на непарні та парні тиристори. Коли тиристори $T1$ і $T3$ проводять струм, то конденсатор C_k заряджається з відповідною полярністю, що не обведена. При подачі управління імпульсів на парні тиристори, останні підготовлені до вмикання за умовою позитивності анодної напруги, оскільки до цих тиристорів прикладається напруга конденсатора. Тому те-

Diagram a) shows a circuit with a DC voltage source E connected to a bridge circuit. The bridge consists of four switches labeled $K1$, $K2$, $K3$, and $K4$. A load Z_H is connected across the bridge. The voltage across the load is labeled U_H with polarity signs $+$ and $-$.

Diagram б) shows a similar circuit, but with an inductor L in series with the voltage source E . The current flowing through the inductor is labeled I_{BX} . The bridge circuit and load Z_H are identical to diagram a).

The figure consists of three parts: a circuit diagram (a), a set of waveforms (b), and a vector diagram (a).

a) Circuit Diagram: A four-quadrant converter circuit. It consists of a DC voltage source E in series with an inductor L . The load is a parallel combination of a capacitor C_K and a resistor R_H . The circuit is controlled by four thyristors: T_1 and T_2 in the upper half-bridge, and T_3 and T_4 in the lower half-bridge. The load current is denoted as $I_{\theta x}$.

b) Waveforms: Three time-domain plots sharing a common time axis t . The top plot shows the load current i as a continuous waveform. The middle plot shows the thyristor conduction sequence, with green vertical bars indicating the firing of T_1 , T_2 , T_3 , and T_4 . The bottom plot shows the load voltage U_H as a step function that switches between U_H and $-U_H$ at the thyristor firing instants. The angle β is indicated between the current waveform and the voltage steps.

a) Vector Diagram: A vector diagram in the first quadrant of a coordinate system with axes $I_{C(1)}$ (horizontal) and $U_{H(1)}$ (vertical). The load current vector $I_{H(1)}$ is shown at an angle β to the $I_{C(1)}$ axis. The resistor current vector $I_{R(1)}$ is shown along the $I_{C(1)}$ axis.

108

Тепер конденсатор через парні тиристори заряджається до напруги із зворотною полярністю, що на рисунку 12.2,а обведена. Тим самим конденсатор стає придатним до наступної комутації, внаслідок якої при подачі імпульсів на непарні тиристори парні тиристори будуть зкомутовані і вимкнуться. Діаграми струму I_n і напруги U_n навантаження наведені на рис. 12.2, б. При цьому струм навантаження має форму прямокутних імпульсів, оскільки вхідний струм $I_{вх}$ вважається ідеально згладженим внаслідок досить великої індуктивності $L \rightarrow \infty$. Звичайно, напруга U_n запізнюється відносно струму I_n , що обумовлено фізичними процесами, пов'язаними із зарядом комутуючого конденсатора. Величина комутуючого конденсатора також повинна бути досить велика, щоб затягнути процес його заряду. Справа в тому, що зачинені внаслідок комутації тиристори повинні знаходитися деякий час під впливом від'ємної анодної напруги заряду відновлення запираючих якостей цих тиристорів. Час знаходження тиристорів під такою напругою фактично дорівнює часу досягнення напруженого конденсатора нульового значення напруги на ньому. Цей час позначається через β (рис. 12.2,б) і називається схемним часом відновлення запираючих якостей тиристора. Він повинен перевищувати значення часу відновлення затираючих якостей, вказану в паспорті тиристора.

Наближений аналіз інвертора здійснюють, розглядаючи перші (основні) гармоніки напруги $U_{n(1)}$ і струму $I_{n(1)}$. Приблизний хід кривих основних гармонік показаний на рис. 12.2,б пунктирними лініями. Такий метод аналізу інвертора отримав назву методу основної гармоніки. Пам'ятаймо, що при цьому вважається, що вхідна індуктивність нескінченно велика. Векторна діаграма розподілу струму навантаження між комутуючим конденсатором і навантажуючим резистором приведена на рис. 12.2,д. На цій діаграмі основна гармоніка напруги навантаження $U_{n(1)}$ зумовлює в резисторі навантаження струм $I_{R(1)}$, який співпадає з цією напругою. Складова струму $I_{C(1)}$ основної гармоніки через комутуючий конденсатор випереджуючою цю напругу на 90° . Основна гармоніка сумарного струму навантаження $I_{n(1)}$ отримана геометричним складанням век-

торів $I_{R(1)}$ і $I_{C(1)}$, що зумовлює випередження струмом $I_{H(1)}$ напруги $U_{H(1)}$ на потрібний кут β , необхідний для нормальної роботи інвертора з'явиться індуктивна складова, слід буде збільшити ємність комутуючого конденсатора аби компенсувати зміщення вектору струму на відповідну величину.

Для зменшення ємності комутуючого конденсатора застосовують схему інвертора з відсікаючими діодами (рис.12.3). В цій схемі комутуючі конденсатори рознесені і відокремлюються від навантаження діодами Д1-Д4. Завдяки такому схемному рішенню тепер конденсатори перезаряджаються виключно струмом вхідного дроселя L , ф напруга на конденсаторах при цьому змінюється за лінійним законом. Після цього діоди вимикаються, і конденсатори залишаються у зарядженому стані до наступної комутації. Таким чином, комутуючі конденсатори не пов'язані з навантаженням, і їх ємності можна значно зменшити. Ця обставина досить вагома для інверторів, що працюють на підвищених частотах. Тому інвертори з відсікаючими ми діодами у трифазному варіанті знайшли застосування при живленні трифазних асинхронних двигунів при регулюванні їх швидкості обертання і моменту. Відповідна схема трифазного інвертора зображена на рис.12.4.

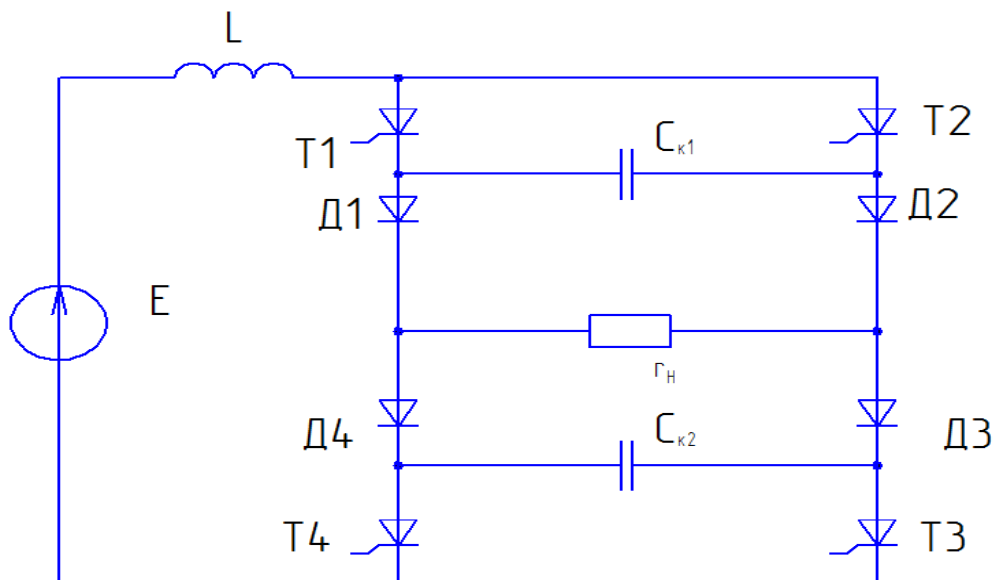


Рисунок 12.3

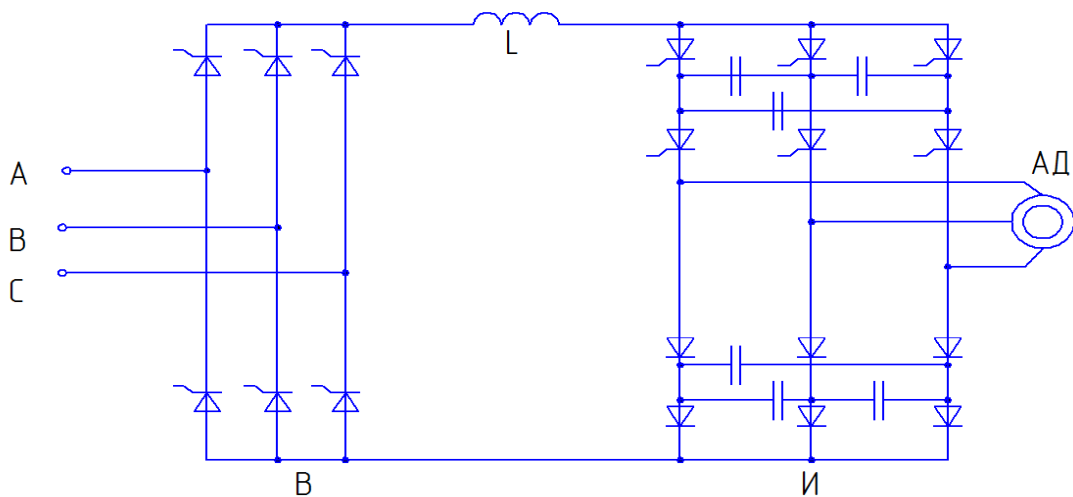


Рисунок 12.4

0В цій схемі напруга живлючої мережі випрямляється трифазним керованим випрямлячем В і через згладжуючу індуктивність L подається на трифазний інвертор U з відсікаючи ми діодами. Напруга інвертора живить асинхронний двигун АД. Змінюючи частоту напруги інвертора, впливають на швидкість обертання двигуна. Змінюючи вихідну напругу керованого випрямляча, тим самим регулюють амплітуду напруги інвертора, чим здійснюють вплив на момент двигуна.

Контрольні питання

1. Пояніть принцип отримання змінної напруги з постійної.
2. Яким чином реалізується примусова комутація в інверторі струму?
3. Чим обумовлена стійка робота інвертора струма?
4. В чому полягають переваги інвертора з відсікаючи ми діодами?
- 5 Як виглядає схема трифазного інвертора?
6. Де застосовуються інвертори?

Лекція 13

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Перетворювачі постійного струму призначені для перетворення електричної енергії постійного струму з одного рівня напруги до другого. В зв'язку з цим такі перетворювачі можна назвати своєрідними трансформаторами постійного струму. Вихідна напруга таких перетворювачів може бути зображена як нижче, так і вище вхідної напруги.

Принцип дії перетворювачів постійного струму полягає в застосуванні так званої широтно-імпульсної модуляції. На рис. 13.1, а зображена схема, що реалізує широтно-імпульсну модуляцію при резистивному навантаженні. Ключ К періодично вмикається на час імпульсу $t_{\text{и}}$ і вимикається на час паузи $t_{\text{п}}$. Таким чином, на навантаження поступає імпульс, площа якого складає величину $E \cdot t_{\text{и}}$. Усереднюючи цю площину за період T , отримаємо величину вихідної напруги

$$U_0 = \frac{E \cdot t_{\text{и}}}{T} = \gamma \cdot E$$

де γ – коефіцієнт заповнення періоду імпульсом. Регулюючи K_z , можна отримувати вихідну напругу в діапазоні $0 < U_0 < E$. Відповідно змінюється і величина потужності, що споживається навантаженням. В тому випадку, коли навантаження має індуктивний характер (наприклад, навантаженням є двигун постійного струму), переривання струму індуктивності є небажаним, і тому навантаження шунтують зворотнім діодом Д (рис.13.2,а). коли ключ увімкнений, діод знаходиться під зворотною напругою ($-E$) і не пропускає струму.

До навантаження прикладається імпульс напруга (рис.13.2,б) і струм навантаження $i_{\text{н}}$ зростає (рис.13.2,в). Коли ключ вимикається, діод вмикається, і струм навантаження спадає по експоненті. Напруга на навантаженні при цьому дорівнює нулю, і тому навантаження не споживає потужності.

При реалізації перетворювачів постійного струму в ролі керованого ключа можуть виступати транзистори або тиристори з примусовою комутацією.

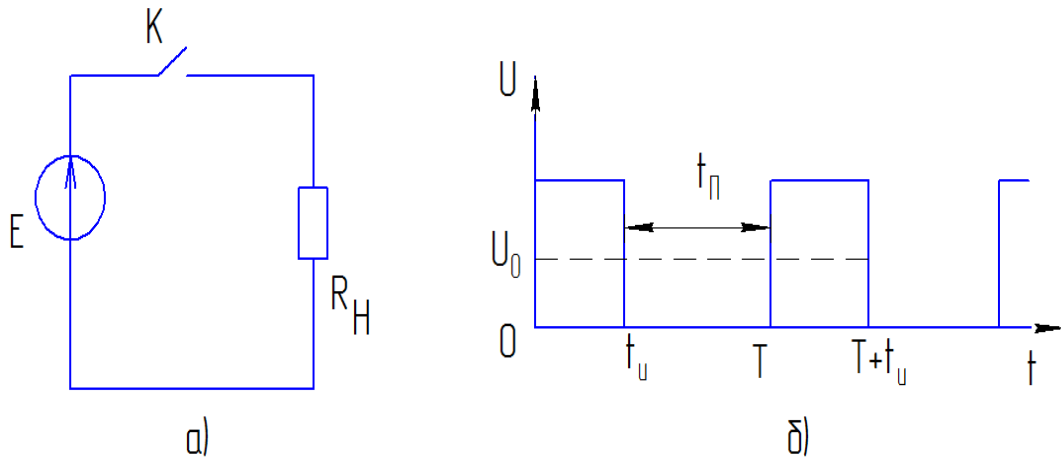


Рис.13.1

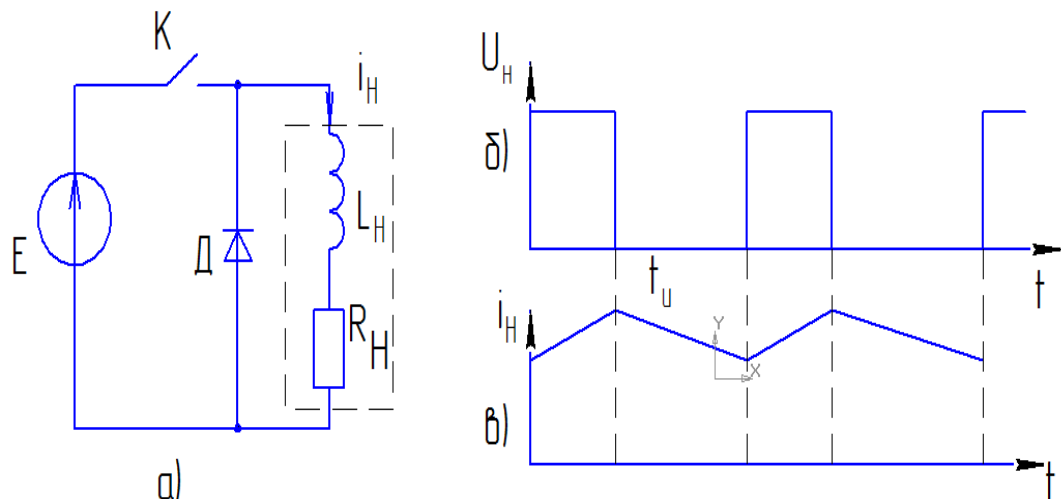


Рисунок 13.2

Існують три основні типи перетворювачів постійного струму: знижуючий, підвищуючий та інвертуючий. Розглянемо означені варіанти транзисторних перетворювачів малої потужності для живлення електронної апаратури.

На рис. 13.3 наведена схема транзисторного перетворювача постійного струму знижуючого типу. Навантаження R вважається увімкнутим сумісно з індуктивно-ємнісним фільтром LC . Зворотній діод $Д$ забезпечує протікання безперервного струму через індуктивність навіть тоді, коли ключ, в ролі якого виступає транзистор $Т$, вимкнений. Процеси в цій схемі співпадають з процеса-

ми, описаними для схеми на рис.13.1 і 13.2, оскільки принцип дії і топологія схеми запозичена саме з цих схем.

На рис.13.4,а зображено схему перетворювача підвищуючого типу. Діаграми струму індуктивності i_L і напруги ємності U_C наведено відповідно на рис. 13.4,в. В інтервалі часу $(0-t_U)$ транзистор Т проводить струм, і тому діод Д знаходиться у зачиненому стані, оскільки до нього прикладається зворотна напруга конденсатора U_C . До індуктивності прикладається постійна напруга E , і тому струм i_L лінійно зростає.

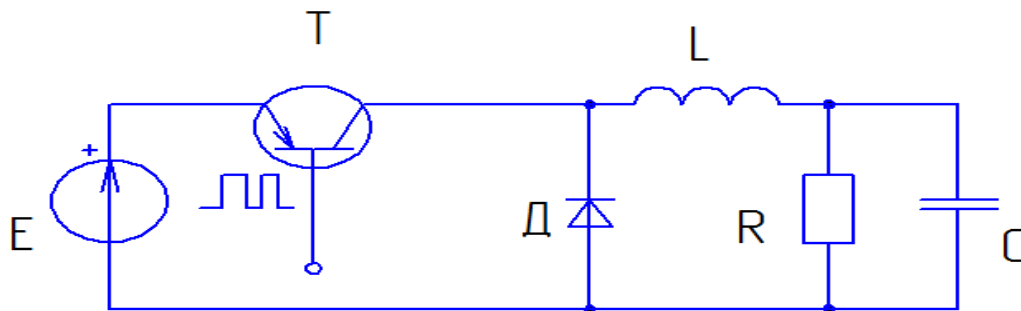


Рисунок 13.3

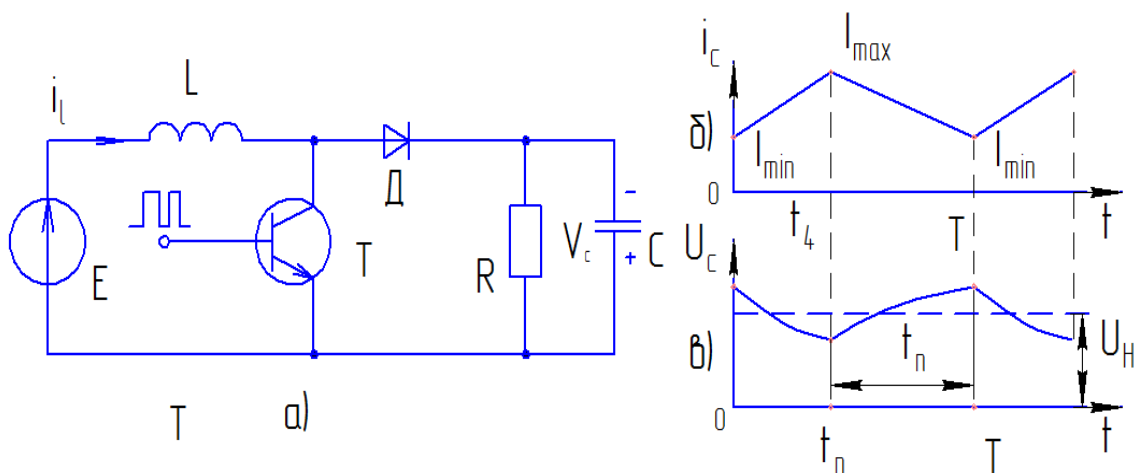


Рисунок 13.4

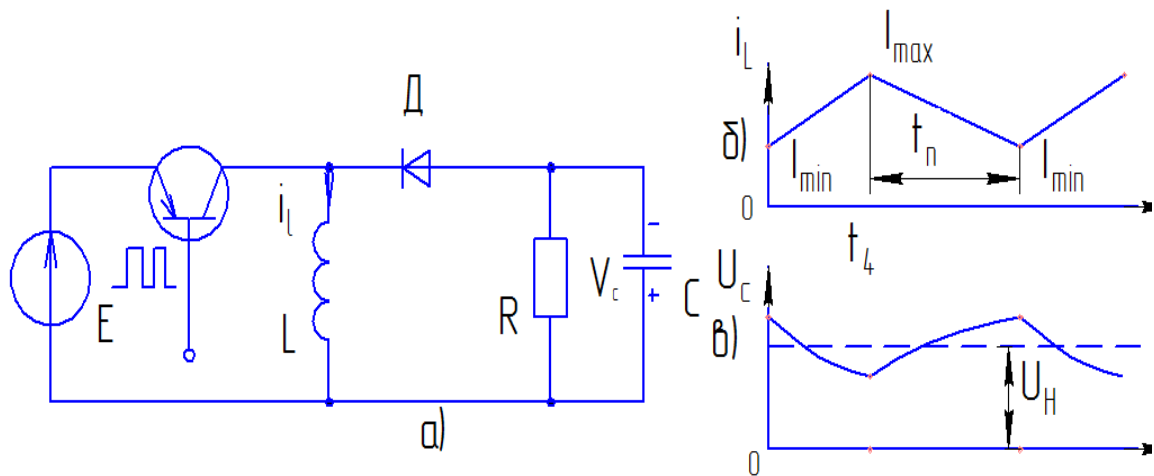


Рисунок 13.5

За цей час $t_U = \gamma T$ струм індуктивності від мінімального значення I_{\min} досягає максимального значення I_{\max} :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{E}{L} \gamma T$$

Напруга навантаження U_c зменшується, оскільки конденсатор розряджається через резистор R .

В інтервалі паузи $(t_U - T)$ транзистор зачинений, і струм індуктивності через діод D поступає до навантаження R з ємнісним фільтром C . Під час паузи напруга на конденсаторі зростає, тому що він поглинає енергію від джерела E і індуктивності L . Якщо вважати напругу ідеально згладженою і її значення дорівнює середньому значенню U_H (рис. 13.4, в), то на інтервалі паузи до індуктивності прикладається напруга $E - U_c$, і струм індуктивності зменшується від величини I_{\max} до I_{\min} :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{E - U_H}{L} (1 - \gamma) T$$

Якщо підставити в останню формулу вираз для I_{\max} , отримаємо:

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{E}{L} \gamma T + \frac{E - U_H}{L} (1 - \gamma) T$$

Звідки отримаємо:

$$U_{\pi} = \frac{E}{1 - \gamma}$$

З останнього виразу видно, що при збільшенні коефіцієнта заповнення γ вихідна напруга зростає. Теоретично це зростання не обмежено, тому що при викладках був зневажений вплив резистора R , який вносить витрати енергії, а також витрати в реактивних елементах. З урахуванням зазначених витрат для реальних перетворювачів постійного струму підвищую чого типу $U_{\pi} = (3 \div 5)E$.

Схема перетворювача постійного струму інвертую чого типу та відповідні діаграми змінних стану i_L і U_C приведені на рис.13.5. На інтервалі імпульсу $(0-t_U)$ транзистор T відкритий, діод D зачинений від'ємною напругою, а індуктивність L знаходиться під напругою E , тому струм індуктивності зростає від I_{\min} до I_{\max} за наступним законом:

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{E}{L} \gamma T$$

На інтервалі паузи транзистор струм не проводить, і струм індуктивності через діод D заряджає конденсатор C з полярністю напруги, зазначеній на рис.13.5, а. Ця напруга має зворотний знак у порівнянні із звичайним випадком. Тому перетворювач і називають інвертуючим. Індуктивність віддає свою енергію конденсатору, знаходячись під напругою $(-U_{\pi})$, і її струм зменшується від I_{\max} до I_{\min} за законом:

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{U_{\pi}}{L} (1 - \gamma) T$$

З урахуванням формули для I_{\max} отримаємо

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{E}{L} \gamma T + \frac{E - U_{\pi}}{L} (1 - \gamma) T$$

звідки

$$U_{\pi} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} E$$

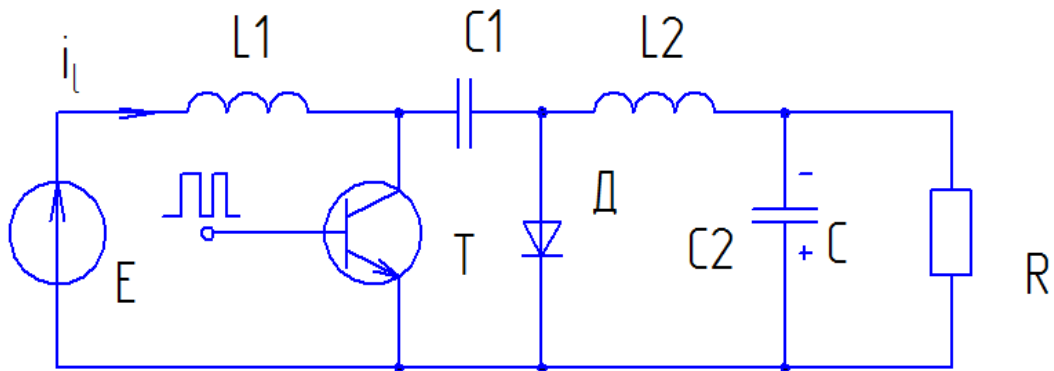


Рисунок 13.6

Комбінована схема на рис.13.6 називається схемою Кука (або Чука). В ній ліва частина уявляє підвищуючий перетворювач постійного струму, а права – інвертуючий. Передавання енергії від джерела до навантаження таким чином здійснюється у відповідні два етапи.

Контрольні питання

1. В чому полягає призначення перетворювачів постійного струму?
2. Поясніть принцип широтно-імпульсної модуляції.
3. Чому при індуктивному навантаженні потрібно вмикати зворотній діод?
4. Поясніть принцип дії і часові діаграми перетворювачів знижуючого, підвищуючого і інвертуючого типу.
5. Яку роль відіграє індуктивність в перетворювачах підвищуючого і інвертуючого типів?
6. В чому полягають типологічні особливості схеми перетворювача Чука?

Лекція 14

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ТИРИСТОРАХ

Розглянуті в попередньому розділі транзисторні перетворювачі постійного струму призначені головним чином для відносно малопотужних навантажень. Для навантажень з високою потужністю, таких, як наприклад, електротранспорт з тяговими двигунами постійного струму, використовуються тиристорні перетворювачі постійного струму.

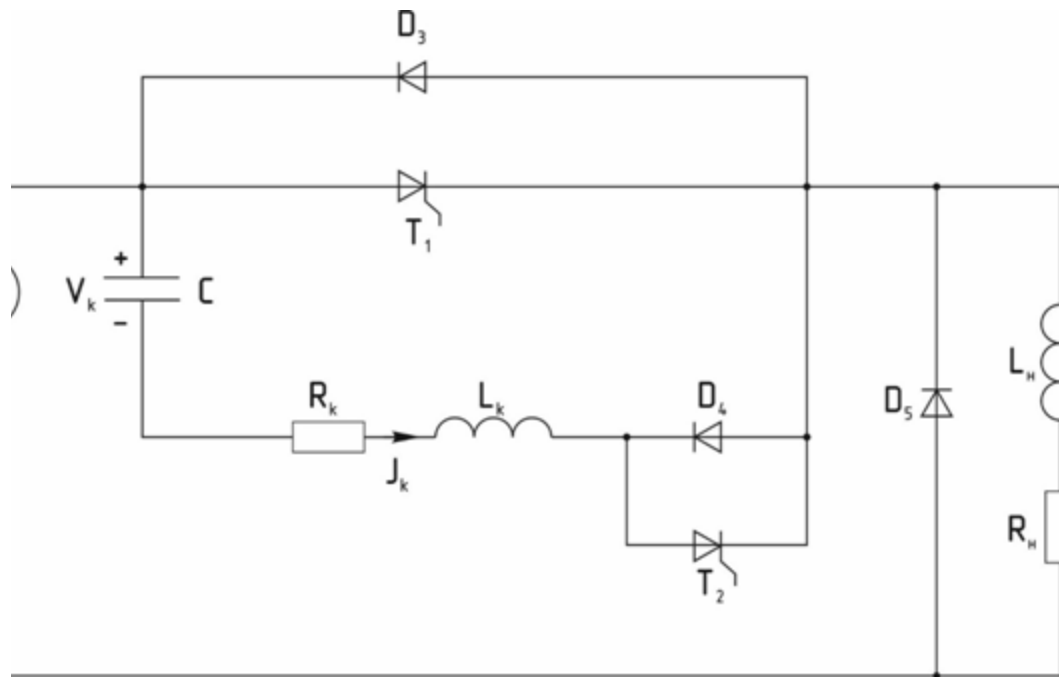


Рисунок 14.1

Схема одного з таких перетворювачів зображена на рис. 14.1,а. В цій схемі основним силовим тиристором є T_1 , який при його відкритті комутує активно-індуктивне навантаження R_n - L_n на джерело постійної напруги E . Зворотній діод D_5 вмикається, коли струм навантаження не має іншого шляху для свого протікання, ніж через цей діод. Слід зауважити, що при цьому напруга на навантаженні дорівнює нулю, і тому навантаження не споживає електричної потужності, хоча струм навантаження і дорівнює нулю. Решта елементів складає комутаційний вузол. Ємність C_k і індуктивність L_k утворюють коливальний контур, що забезпечує м'яку комутацію силового тиристора T_1 . Резистор R_k відтворює витрати в елементах вузла комутації. Тиристор T_2 вмикає процес комутації і разом з діодами D_3 і D_4 забезпечує м'яку комутацію і перезаряд конденсатора C_k , чим підготовлює його до наступної комутації. Робота перетворювача відповідає таким етапам:

Етап 1. Відкритий силовий тиристор Т1. Комутуючий конденсатор C_k при цьому заряджений з позначеною полярністю напругою, яка перевищує E на 10-20% внаслідок попередніх процесів в схемі. Тиристор Т2 і всі діоди при цьому зачинені, оскільки до них наприклад, від джерела E і конденсатора C_k . Струм через індуктивність L_k відсутній. Під дією E через Т1 до навантаження поступає електрична енергія, яка примушує збільшуватися струм навантаження за зростаючою експонентою.

Етап 2. На допоміжний тиристор Т2 подано керуючий імпульс, який примушує цей тиристор відкритися, оскільки його анодна напруга позитивна. Тепер відкриті обидва тиристора, і конденсатор вмикається послідовно з комутуючою індуктивністю L_k , завдяки чому в комутуючому контурі спостерігається коливальний процес із слабким загасанням, тому що резистор R_k має дуже малий опір (активний опір провідника, яким навита індуктивність L_k). Напруга на конденсаторі C_k змінюється за косинусоїдою, а струм L_k – за синусоїдою. Період коливань T_k в комутуючому контурі обчислюється за формулою Томпсона:

$$T_k = 2\pi\sqrt{L_k C_k}$$

Цей етап продовжується півперіоди $T_k/2$, після чого струм в індуктивності змінює напрям, внаслідок чого тиристор Т2 закривається. Протягом цього етапу до струму Т1, обумовленого навантаженням, додається струм коливального контуру, який має характеристичний опір

$$\rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$$

І тому амплітуда струму комутуючого контуру без урахування витрат на R_k може бути приблизно визначена:

$$I_{mk} = \frac{U_{mk}}{\rho_k}$$

де U_{mk} - амплітудне значення напруги на конденсаторі, яка зберігається до моменту відкриття тиристора Т2.

Отже, цей додатковий струм повинен враховуватися при виборі силового тиристора Т1. Для його вимикання необхідно, щоб амплітуда струму через ко-

ливальний контур перевищувала струм навантаження на $(20 \div 30)\%$, тому можна вважати справедливим таке співвідношення

$$\frac{U_{тк}}{\rho_k} \geq (1,2 \div 1,3) \frac{E}{R_n}$$

Етап 3. Починається в момент, коли комутуючий струм I_n змінює свій напрям, тиристор Т2 вимикається, а замість нього вмикається зворотній до нього діод Д4. Тепер відкриті тиристор Т1 і діод Д4, струм через індуктивність протікає у напрямку провідності діода Д4, і цей комутуючий струм поступає у тиристор Т1. Тепер комутуючий струм починає зменшувати струм тиристора Т1. Оскільки комутуючий струм збільшується за синусоїдальним законом, настає момент, коли згідно з попередньою умовою струм комутуючого контуру перевищить струм навантаження. В цей момент тиристор Т1 вимкнеться, етап 3 скінчиться.

Етап 4. Проводять струм діоди Д3 і Д4. При цьому продовжує бути замкненим комутаційний контур C_k-L_k , і струм в ньому підкоряється синусоїдальному закону. Через діод Д3 проходить як струм контуру, так і струм навантаження I_0 , який можна вважати практично незмінним. Змінюючись за синусоїдою, складова струму контуру починає зменшуватися. І надходить момент часу, коли струм контуру стає меншим за струм навантаження, що створює умови для вимкнення діода Д3. При цьому напруга конденсатора V_c перевищує живильну напругу, і тому в момент вимикання Д3 вмикається діод Д5. З цього моменту етап 4 закінчується.

Етап 5. Проводять струм діоди Д4 і Д5. Струм індуктивності L_k співпадає з позитивним, і тому в коливальному комутуючому контурі, який замкнений через діоди Д4, Д5 на живильне джерело Е продовжується заряд конденсатора C_k . При цьому енергія індуктивності L_k віддається конденсаторові C_k , напруга якого збільшується. Струм індуктивності, який утримує Д4 у відкритому стані, поступово зменшується, і коли він стає нульовим, конденсатор буде заряджений до своєї максимальної напруги, а діод Д4 заряджається. Діод Д5 залишається у провідному стані, оскільки він утримується струмом навантаження.

Етап 6. На цьому етапі проводить струм лише діод Д5. Через нього проходить струм навантаження, який зменшується за експонентою з великою постійною $\tau_n = \frac{L_n}{R_n}$, оскільки за звичай індуктивна складова навантаження значно перебільшує активну (наприклад, якщо навантаженням є двигун постійного

струму). Решта вентилів закриті до моменту подачі керуючого імпульсу на Т1. Тому комутуючий конденсатор C_k відсічений від решти схеми, і на ньому зберігається накопичена енергія, яка необхідна для подальшої періодичної комутації. Далі процеси в схемі повторюються, починаючи з етапу 1.

Питання для самоконтролю

1. Де застосовуються тиристорні перетворювачі постійного струму?
2. Яким чином реалізується –регулювання струму в перетворювачах постійного струму?
3. Які вимоги виставляються для вузлів комутації тиристорних перетворювачів постійного струму?
4. Чому конденсатор комутуючого контура зряджається до напруги, яка перевищує напругу джерела живлення?
5. В якій послідовності комутують вентиля в перетворювачі постійного струму?
6. Накресліть еквівалентні схеми для кожного комутаційного етапу перетворювача постійного струму та складіть для них рівняння за методом змінних стану.

Лекція 15

КОРЕКТОРИ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

Коректори коефіцієнта потужності призначені для підвищення коефіцієнта потужності, тобто, до наближення його значення до одиниці. Їх застосування обумовлено підвищенням вимог до електромагнітної сумісності перетворювачів з живильною мережею. Ці вимоги підвищуються і стосуються навіть перетворювачів малої потужності. До таких перетворювачів відносяться джерела живлення радіоелектронної апаратури – комп’ютерної та аудіовідеотехніки. Ці перетворювачі мають невелику потужність (десятки-сотні ват) споживання електроенергії від живлючої мережі, однак кількість таких споживачів стрімко зростає, і тому міжнародна електротехнічна комісія включила і ці перетворювачі до списку обладнання з нормованим коефіцієнтом потужності.

Джерела живлення радіо електричної апаратури живляться від однофазної мережі змінного струму і виконуються за схемою мостових випрямлячів з ємнісним фільтром. Такий випрямляч споживає від мережі імпульсний струм (рис. 15.1).

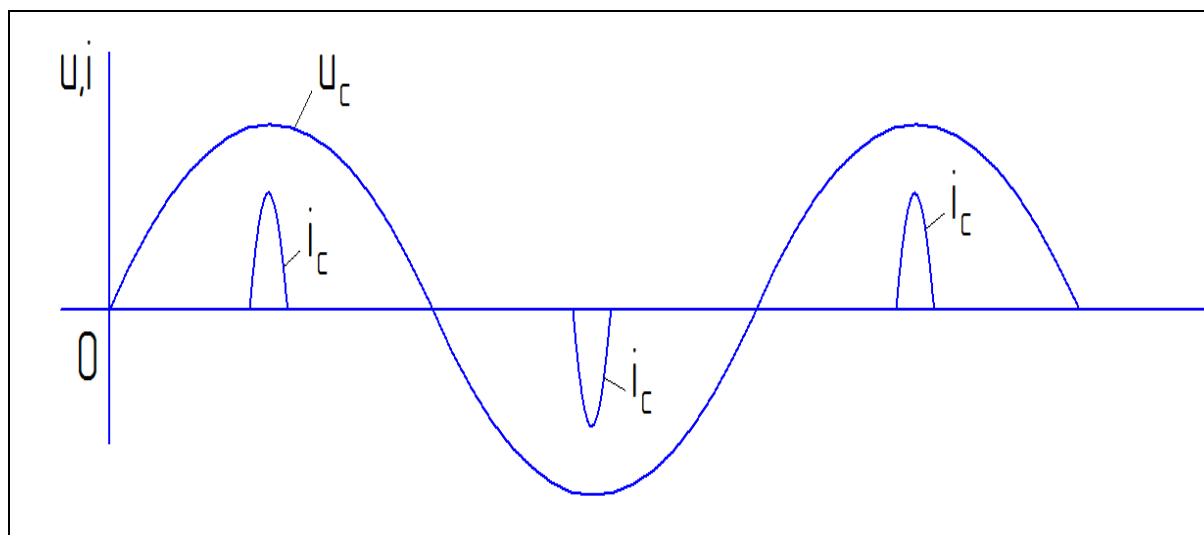


Рисунок 15.1

Цей струм виникає, коли напруга мережі перевищує напругу на конденсаторі фільтра випрямляча. Саме при цих умовах діоди відкриваються, і ємність фільтра споживає енергію від мережі у вигляді зазначених імпульсів струму.

Така форма струму різко погіршує значення коефіцієнта потужності і умови електромагнітної сумісності. Застосування коректора коефіцієнта потужності дозволяється від мережі, наблизивши її до синусоїдальної і розмістивши першу гармоніку струму у спів паданні з фазою живлючої напруги. Таким чином впливають на обидві складові коефіцієнта потужності - коефіцієнт зсуву $\cos\varphi$ і коефіцієнт спотворення γ .

В ролі коректора коефіцієнта потужності ККП може використовуватися перетворювач постійного струму підвищуючого типу, який вмикається між вентильним блоком і конденсатором фільтра, як це показано на рис. 15.2.

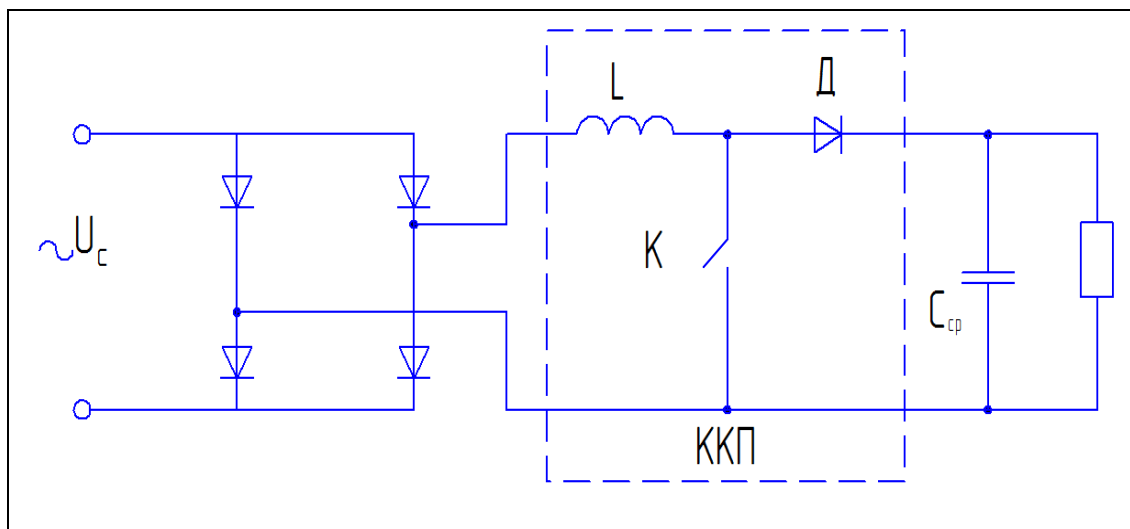


Рисунок 15.2

Формування кривої споживаного струму здійснюють шляхом періодичного замикання і розмикання повністю керованого ключа К, в ролі якого можна застосовувати транзистори. Коли ключ увімкнений, струм індуктивності зростає з урахуванням параметрів практично за лінійним законом, а коли ключ розімкнений, струм зменшується також майже за лінійним законом.

Можуть застосовуватися два режими роботи ключа. В першому варіанті (рис. 15.3, а) замикання ключа здійснюється в момент часу, коли струм індуктивності L досягає нульового значення, а розмикання ключа забезпечується в момент часу, коли зростаючий струм індуктивності досягне опорного значення $i_{оп}$, яке змінюється пропорційно мережевій напрузі, тобто, за формою повторює

цю мережеву напругу. Перша гармоніка такого струму практично співпадає з першою гармонікою мережевої напруги, а спектральний склад виявляється кращим, ніж у випадку одиночного імпульсу струму, як це показано на рис.15.1.

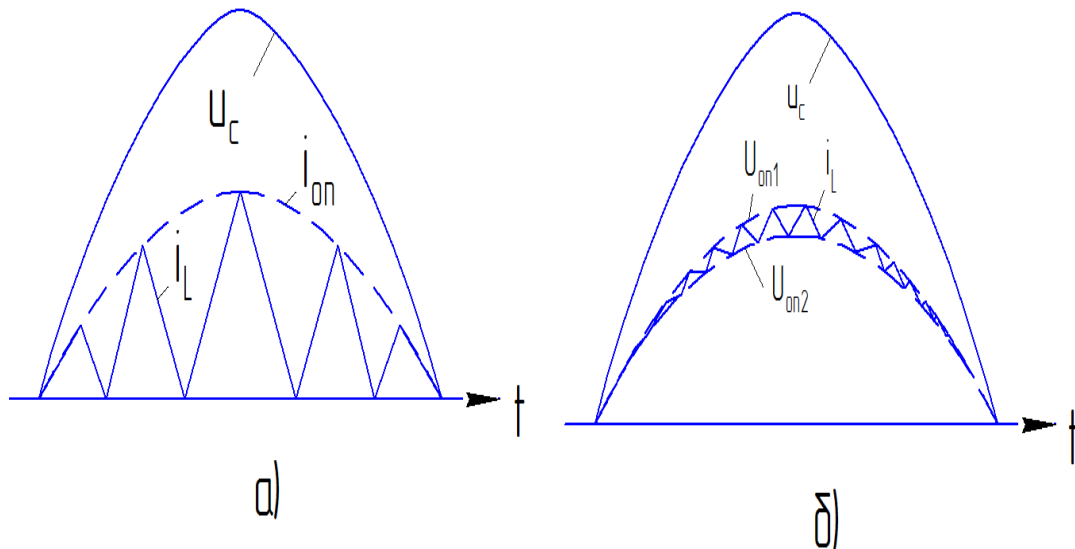


Рис.15.3

В другому варіанті формують два опорні струми $i_{оп1}$ і $i_{оп2}$ (рис.15.3,б), які обидві співпадають за фазою мережевої напруги U_c , однак $i_{оп1} > i_{оп2}$. В цьому випадку ключ управляється також за релейним принципом, а саме. Ключ розмикається, коли струм індуктивності. Зростаючи, досягає $i_{оп1}$, і розмикається, коли струм індуктивності, зменшуючись, досягає рівня $i_{оп2}$. Сформований таким чином струм більш наближений до синусоїди. Ніж у попередньому варіанті.

Корисною якістю коректора коефіцієнта потужності є можливість поєднати при цьому покращення коефіцієнта потужності з регулюванням і стабілізацією вихідної напруги випрямляча. Для цього достатньо відповідним чином змінювати опорні сигнали.

На практиці застосовують серійні інтегральні схеми управління коректорами, які реалізують всі необхідні алгоритми пуку, регулювання і корекції коефіцієнта потужності.

Контрольні питання

1. В чому полягає призначення коректорів коефіцієнта потужності?
2. Чому при відсутності коректора електромагнітна сумісність випрямляча з мережею представляється нераціональною?
3. Яка схема перетворювача постійного струму полягає в основі коректора?
4. Чим відрізняються можливі режими роботи коректора?
5. Яким чином покращується коефіцієнт потужності за допомогою коректора?

Лекція 16

ТИРИСТОРНІ РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Регулятори змінної напруги перетворюють фіксовану змінну напругу заданої частоти в регульовану змінну напругу тієї ж частоти. Ці регулятори називаються також двоспрямованими комутаторами змінного струму. Вони широко використовуються як апарати пуску і управління швидкістю обертання асинхронних електродвигунів, в зварювальних апаратах, в приладах нагрівання, регулюванні ламп розжарювання. Ці регулятори використовують зустрічно-паралельні тиристори, коли комутаційна група створюється двома тиристорами, які сполучаються так, як це показано на рис.16.1,а.

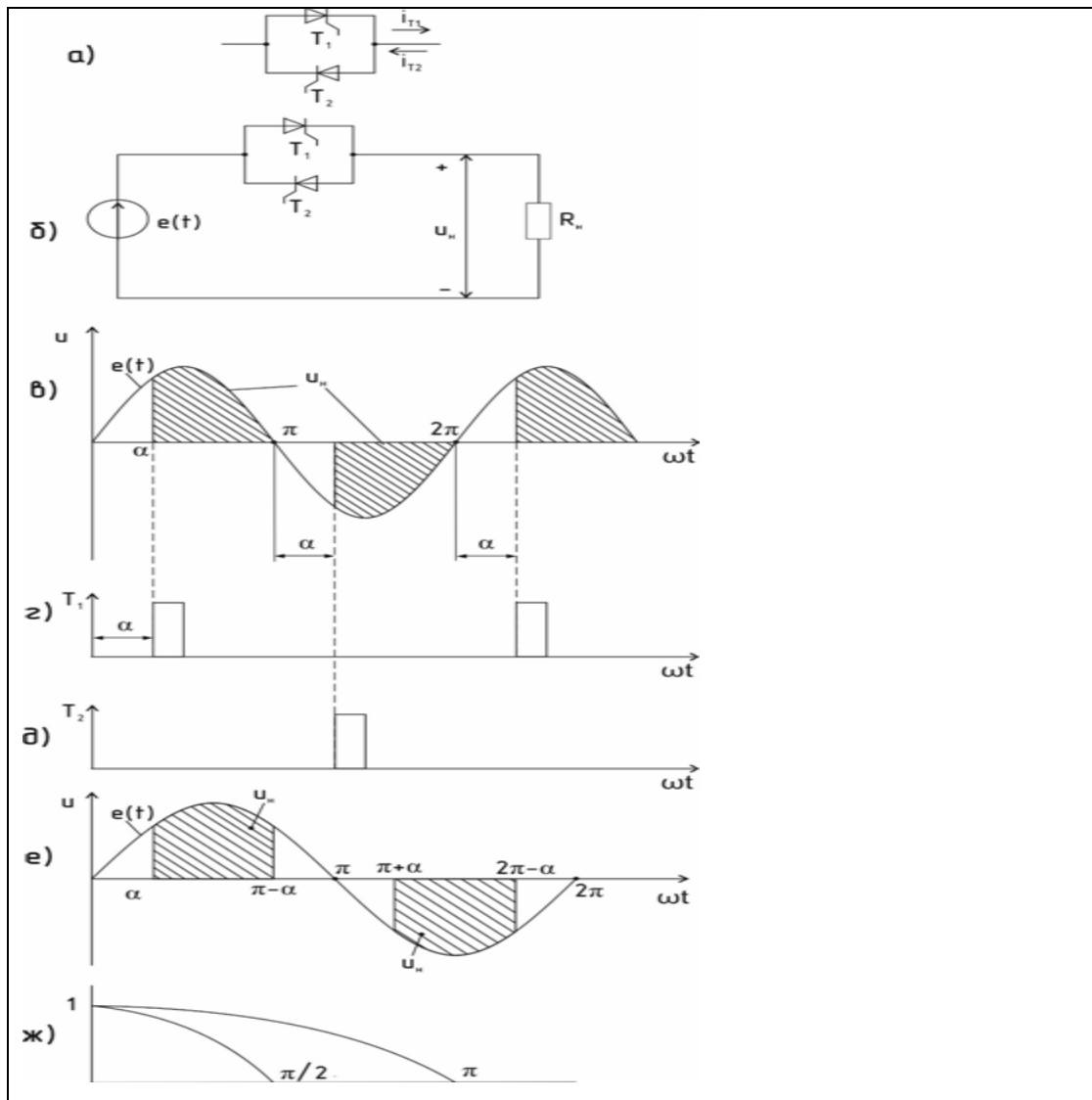


Рисунок 16.1

Керуючи кутом вмикання кожного з тиристорів T1 і T2, можна регулювати величини струмів i_{T1} i_{T2} цих тиристорів. При роботі в схемах з синусоїдальними живлячими змінними напругами кожний тиристор проводить струм протягом заданої долі свого на півперіоду. Однофазна схема тиристорного регулятора змінної напруги приведена на рис. 161, б, а на рис. 1, в, г, д наведені відповідно живлюча напруга і напруга навантаження, а також керуючі імпульси, що подаються на T1 і T2. Якщо навантаження резистивне, то моменти вмикання тиристорів визначаються моментами подачі керуючого імпульсу на відповідний тиристор, а моменти вимикання тиристорів співпадатимуть із моментами досягання живлючої напруги нульових значень на кінці відповідних напівперіодів. При збільшенні кута управління α напруга на навантаженні буде зменшуватися.

Залежність діючого значення напруги на навантаженні від кута управління α називається характеристикою регулювання. Для активного навантаження вона визначається наступною залежністю:

$$U_{\kappa} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)}$$

де U_m - амплітуда живлючої напруги.

Враховуючи, що $\int \sin^2(\omega t) d(\omega t) = \frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4}$, отримаємо

$$U_{\kappa} = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4} \right) \Big|_{\alpha}^{\pi}}$$

Після підстановки меж інтегрування і спрощення отриманого виразу, а також виражаючи U_m через діюче значення напруги мережі U_c за формулою $U_m = \sqrt{2}U_c$ отримаємо нормовану характеристику регулювання однофазної схеми за виразом

$$\frac{U_n}{U_c} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

Такий спосіб одностороннього фазного регулювання забезпечує регулювання напруги від максимальної при $\alpha = 0$ до нуля при $\alpha = \pi$. При збільшенні α струм, що протікає в фазі живильної мережі, зміщується в бік відставання, що зменшує коефіцієнт потужності. Більш раціональним є двобічний спосіб регулювання, показаний на рис. 16.1,е. В цьому разі вимикання тиристора повинно здійснюватися за допомогою вузла примусової комутації (на схемі не показаний). Примусова комутація повинна спрацьовувати таким чином, щоб забезпечити момент миттєвого вимикання тиристора симетрично моменту вмикання відносно моменту досягнення живлючої напругою своєї максимальної величини.

При двосторонньому фазному регулюванні характеристика регулювання визначається виразом

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)}$$

Що призводить нарешті до виразу для нормованої характеристики регулювання:

$$\frac{U_n}{U_c} = \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}$$

Такий спосіб дозволяє регулювати напругу навантаження від максимального значення до нуля, змінюючи кут управління в діапазоні $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$. На рис.1, ж показані графіки характеристик регулювання для обох способів регулювання.

При активному характері навантаження струм повторює форму напруги. У випадку двостороннього регулювання перша гармоніка струму співпадає з

фазою напруги, тобто коефіцієнт зсуву дорівнює одиниці. Але при цьому способі регулювання збільшуються амплітуди вищих гармонік порівняно з одностороннім регулюванням, і ця обставина знижує загальний коефіцієнт потужності.

На практиці навантаження носить активно-індуктивний характер. Завдяки цьому струм фази згладжується і зсувається у бік відставання. Якщо позначити кут провідності тиристорів через γ , то в цьому випадку характеристика управління знаходиться з виразу

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\gamma} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)}$$

Що призводить до виразу для нормованої характеристики регулювання:

$$\frac{U_n}{U_c} = \sqrt{\frac{\lambda}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha - \sin(2\alpha + \gamma)}{2\pi}}$$

Величина кута провідності γ залежить від співвідношення активної і індуктивної складових навантаження. При зменшенні кута управління α кут провідності γ збільшується, і подальше зменшення $\alpha < \alpha_{кр}$ вже не буде забезпечувати регулювання напруги. Струм і напруга в цьому випадку будуть синусоїдальними з відповідним зсувом струму відносно напруги у бік відставання. Таким чином, з'являється так звана мертва зона регулювання. Це накладає відповідні вимоги до системи керування таким перетворювачем.

На рис. 16.2,а приведена схема фазо ступінчатого регулювання. В цій схемі вторинна обвитка трансформатора має відпайку, що дозволяє отримати часткову напругу e_1 і повну напругу e_2 . Обидві напруги можуть бути закомутовані на навантаження за допомогою двох груп зустрічно-паралельних тиристорів T1-T2 і T3=T4. До моментів α_1 і α_2 проводить струм тиристор T1, завдяки чому до навантаження прикладається напруга e_1 . В момент α_1 відкривається ти-

ристор Т3. При цьому тиристор Т1 вимикається, і далі до навантаження прикладається збільшена напруга e_2 . Через півперіоди процеси комутації повторюються відповідно до тиристорів з парними номерами Т2 і Т4.

Характеристика регулювання знаходиться з виразу:

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi} U_{1m}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} U_{2m}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right)}$$

Це призводить до наступного виразу:

$$U_n = \sqrt{\frac{U_1^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) + \frac{U_2^2}{\pi} \left(\pi - \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$

Такий спосіб регулювання забезпечує плавне безконтактне регулювання з високою швидкістю, однак коефіцієнт потужності при цьому знижується, оскільки спотворюється форма споживаного від мережі струму і з'являється така зсув першої гармоніки струму відносно живлючої напруги.

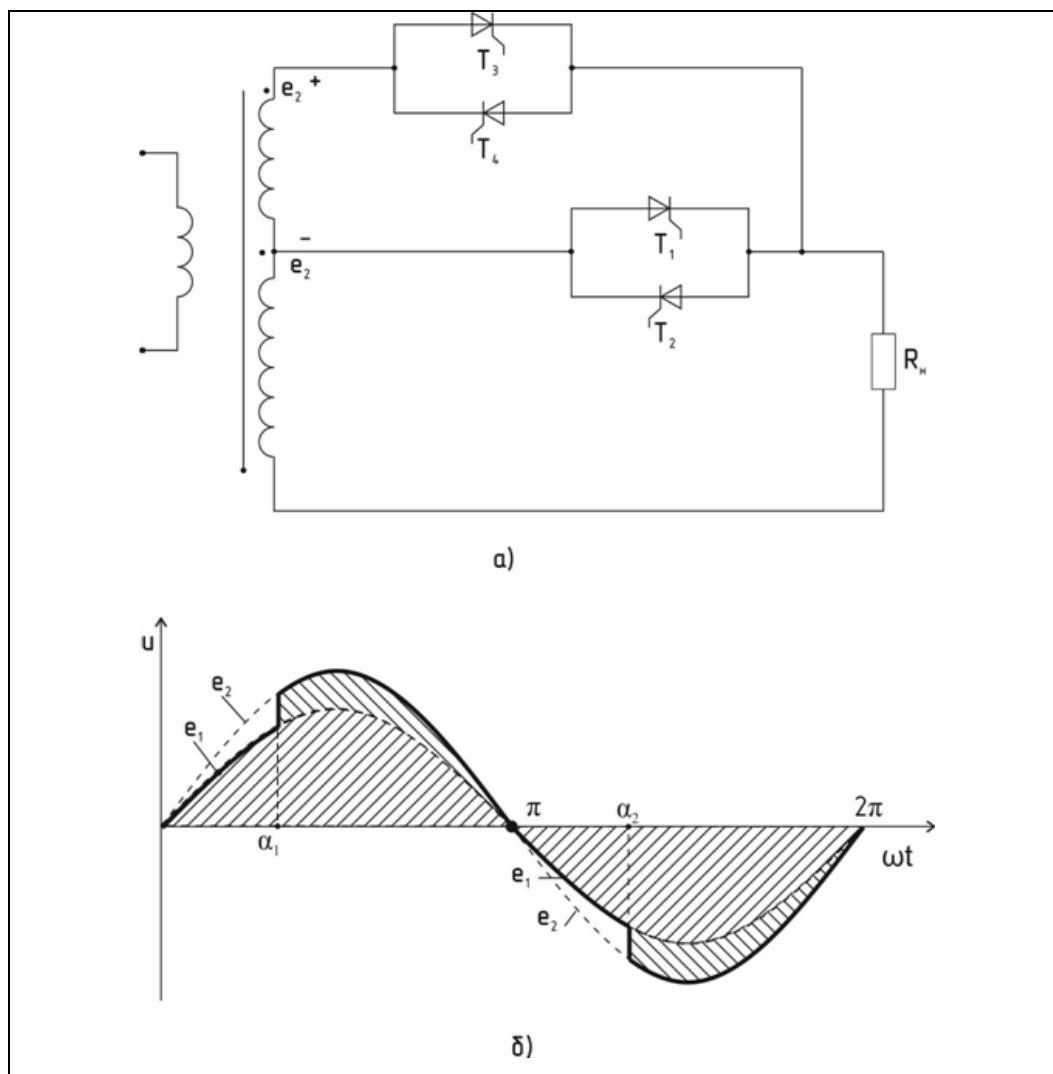
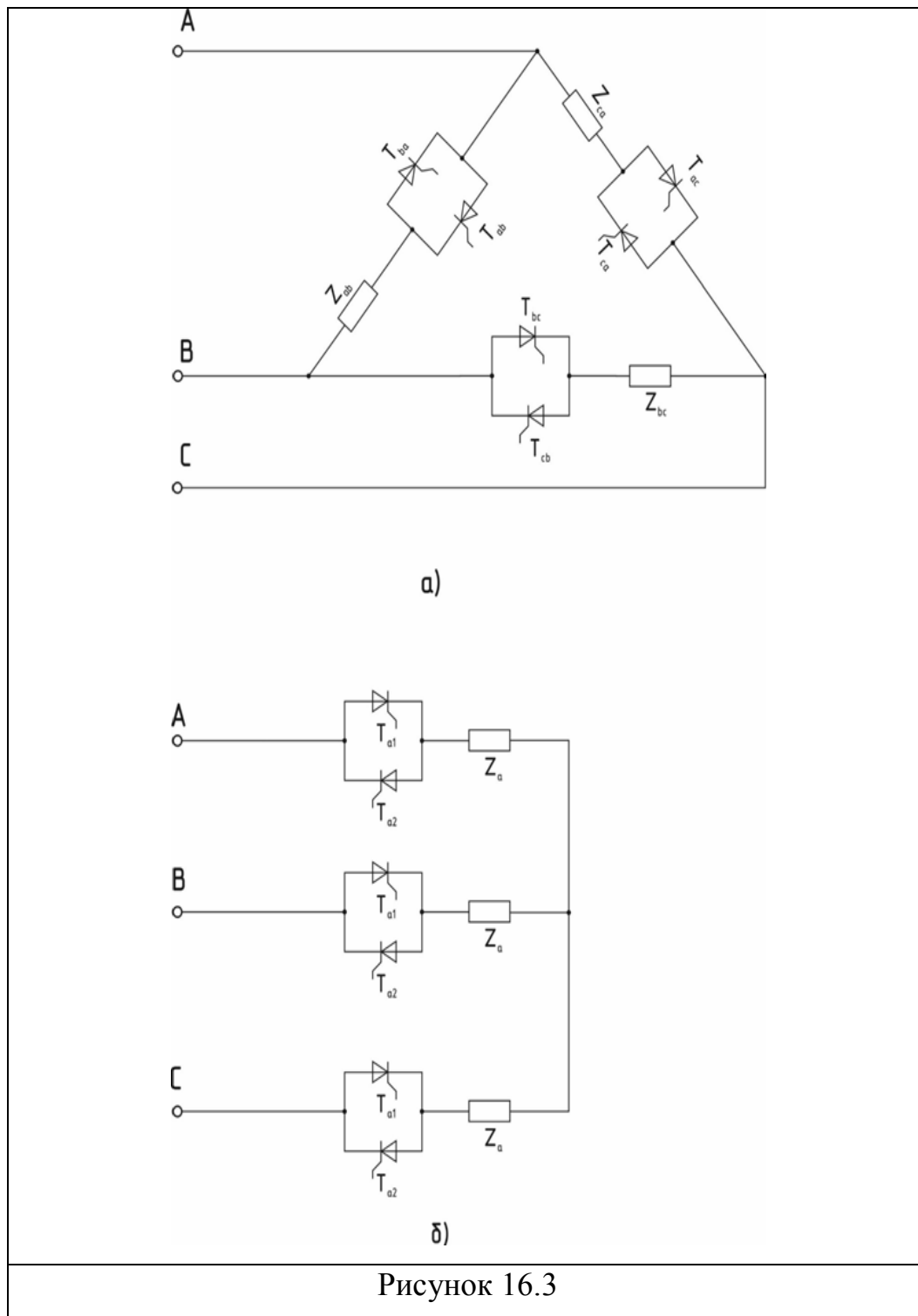


Рисунок 16.2



На рис.16.3 наведені схеми тиристорних регуляторів варіантів трифазного електропостачання. В схемі 16.3, а передбачена можливість сполучення навантаження в трикутник, для чого необхідно, аби навантаження можна розподілити на три незалежні секції. Кожна група зустрічно-паралельних тиристорів управ-

ляє своєю секцією, яка живиться відповідною лінійною напругою. Схема на рис. 3, б передбачає вмикання секцій навантаження у вигляді зірки. В цій схемі кожна група зустрічно-паралельних тиристорів вмикає на навантаження у вигляді зірки. В цій схемі кожна група зустрічно-паралельних тиристорів вмикає на навантаження відповідну фазову напругу. Такі схеми знайшли застосування в якості стартерів для пуску трифазних асинхронних і синхронних електродвигунів з метою обмеження пускових струмів.

Питання для контролю

1. Яке сполучення тиристорів називають зустрічно-паралельним?
2. Наведіть часові діаграми, які характеризують роботу однофазного регулятора змінного струму.
3. Яким чином впливає система управління однофазного регулятора змінного струму на вихідну напругу?
4. Що називають характеристикою регулювання?
5. Виведіть формули для характеристики регулювання для випадків одностороннього і двостороннього управління.
6. Побудуйте обидві характеристики (п.5) за допомогою електронних таблиць.
7. Наведіть схеми трифазних регуляторів змінної напруги.
8. Де застосовують трифазні регулятори змінної напруги?

Лекція 17

БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

В ряді випадків для живлення споживачів необхідний струм з частотою, що менша за частоту промислової мережі. В такому разі можна використовувати перетворювачі з безпосереднім зв'язком з живильною мережею. При цьому мережева напруга передається до навантаження без проміжного випрямлення її випрямлячем і застосуванням в подальшому автономного інвертора. Безпосередній перетворювач частоти з природною комутацією виконують на основі реверсивного керованого випрямляча. На рис. 17.1, а приведена схема такого перетворювача з однофазним навантаженням. Він складається з одного реверсивного керованого випрямляча. Позитивна напруга V_2 формується при подачі управляючих імпульсів на групу тиристорів Т1-Т3. Від'ємна напруга V_2 формується при подачі управляючих імпульсів на групу тиристорів Т4-Т6. В результаті на навантаженні з'являється напруга V_2 , яка утворюється, як усереднена, яка має частоту, що нижче ніж частота живильної мережі.

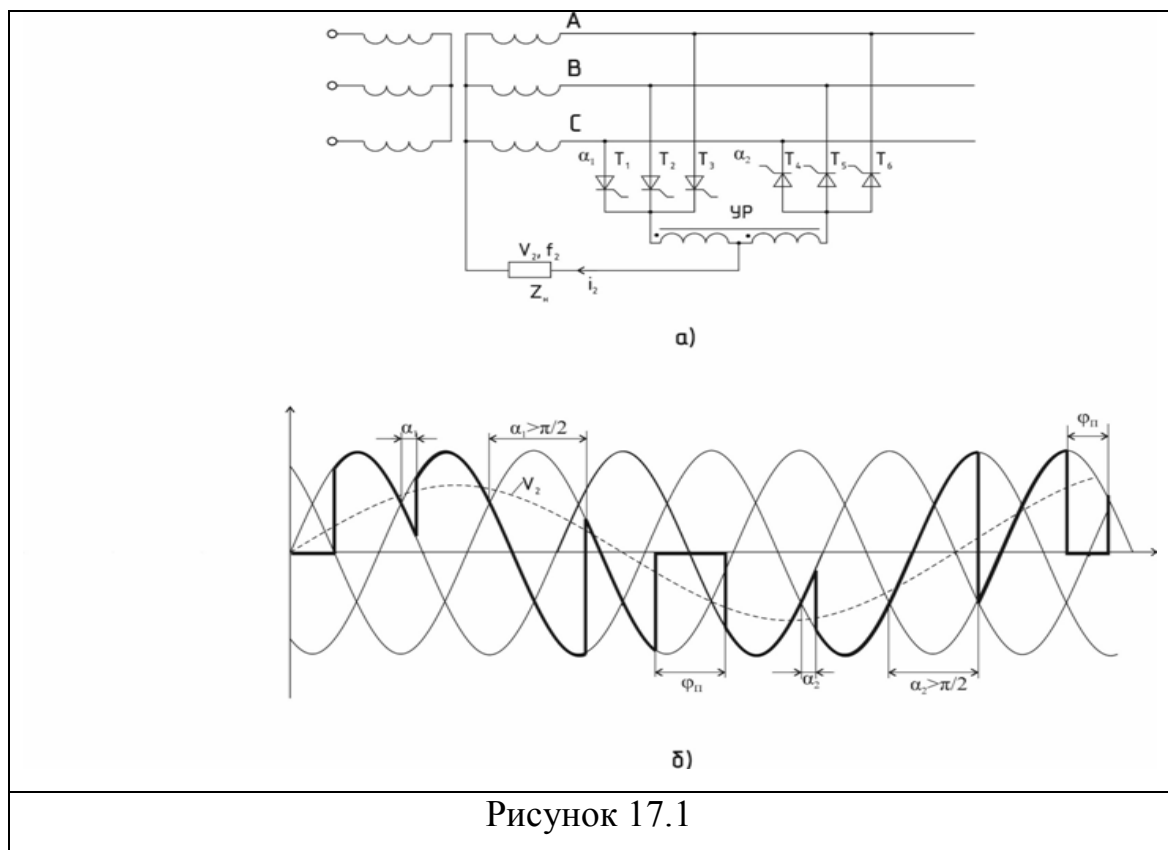


Рисунок 17.1

Конкретні значення частоти f_2 вихідної напруги залежать від частоти живильної мережі f_1 , числа на півхвиль живлючої напруги в на півперіоді $(n+1)$, числа фаз m_1 живильної мережі і кута паузи φ_n між роботою груп. Частота вихідної напруги безпосереднього перетворювача частоти може бути визначена за формулою:

$$f_2 = \frac{m_1 f_1}{2n + m_1 \left(\frac{\varphi_n}{\pi} + 1 \right)}$$

Якщо навантаження перетворювача активно-індуктивне, то кожна група тиристорів може працювати як у режимі випрямляча, так і у режимі інвертора.

Коли група Т1-Т3 працює в режимі випрямляча, то:

$$\alpha_1 < \frac{\pi}{2}; V_2 > 0; i_2 > 0$$

Для того, щоб струм i_2 зменшувався і переходив на від'ємні значення, треба встановити збільшене значення кута управління:

$$i_1 > \frac{\pi}{2}$$

При цьому випрямляч Т1-Т3 фактично переводиться в інверторний режим на відповідному інтервалі.

Якщо при формуванні позитивних і негативних на півперіодів вихідної напруги змінювати кути управління α_1 і α_2 за певним законом, то можна покращити гармонійний склад, наблизивши вихідну напругу до синусоїди. Тут точніше буде казати, що при цьому зменшуються значення вищих гармонік відносно значення амплітуди першої гармоніки.

У першому наближенні можна вважати, що змінна складова V_2 (показана на рис 18.1, б пунктирною лінією) визначається середніми значеннями V_{d2} напруги на навантаженні, які повинні обчислюватися і усереднюватися протягом тих інтервалів, де відповідний тиристор проводить струм. Для активно-індуктивного навантаження як відомо, з теорії керованих випрямлячів, V_{d2} обчислюється за формулою

$$V_{d2} = V_{d0} \cos \alpha_1,$$

де V_{d0} – максимальне значення середньої напруги при $\alpha_1 = 0$.

Якщо формується синусоїдальна напруга

$$V_2 = V_{d2m} \sin \omega_2 t = V_{d0} \cos \alpha(t),$$

то закон, за яким повинно змінювати кут α , визначається за виразом:

$$\alpha(t) = \arccos\left(\frac{V_{d2m}}{V_{d0}} \sin \omega_2 t\right),$$

де V_{d2m} – амплітудне значення змінної складової V_2 , яке обчислюється за формулою:

$$V_{d2m} = V_{d0} \cos \alpha_{min}.$$

Якщо вважати $\alpha_{min} = 0$, то $V_{d2m} = V_{d0}$, і в такому разі кут управління повинен лінійно зростати і зменшуватися з періодом T_2 , який визначається частотою f_2 :

$$T_2 = \frac{1}{f_2}.$$

Управління групами тиристорів Т1-Т3 і Т4-Т6 може здійснюватися в узгодженому або роздільному режимах. При узгодженому режимі перша група працює у режимі випрямляча, а друга – в режимі інвертора. Такий режим діє протягом першого напівперіода частоти вихідної напруги, а протягом другого напівперіоду групи працюють у протилежних режимах. Таке управління забезпечує незначний взаємний струм між обома групами, який легко обмежується реактором УР (рис. 18.1,а).

При роздільному управлінні нова група вступає в дію лише тоді, коли струм i_2 в навантаженні спаде до нуля. В цьому разі навіть витримують певну паузу між роботою груп. В такому випадку необхідність в реакторі УР відпадає, однак система управління повинна надійно забезпечувати без струмову паузу.

Для побудови трифазної системи напруг зі зниженою частотою f_2 шляхом безпосереднього зв'язку навантаження з живильною мережею потрібно передбачити три однофазних безпосередніх перетворювачів частоти на кшталт розглянутої схеми. Ці перетворювачі повинні управлятися таким чином, щоб забезпечити відповідний зсув вихідних напруг на 120 град. Крім того, для живлення навантаження може бути необхідним установка трифазного трансформатора,

аби уникнути виникнення режимів коротких замикань фаз живильної мережі за рахунок кондуктивних зв'язків.

Слід зауважити нарешті, що безпосередні перетворювачі частоти з природною комутацією мають низький коефіцієнт потужності, в тому числі і за рахунок збільшених пульсацій вихідної напруги. Покращити показники безпосередніх перетворювачів частоти можна за рахунок введення примусової комутації тиристорів. Однак при цьому значно ускладнюються як силова схема перетворювача, так і система управління ним.

Контрольні питання

1. В яких випадках використовуються перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком?
2. В чому полягають особливості побудови схеми безпосереднього перетворювача частоти (на прикладі однофазного навантаження)?
3. Поясніть принцип утворення вихідної напруги безпосереднього перетворювача частоти.
4. В чому полягають особливості управління групами тиристорів в безпосередньому перетворювачі?
5. Якими співвідношеннями описують залежність вторинної частоти від первинної для безпосереднього перетворювача?
6. За яким законом повинно бути здійсненню управління тиристорами, аби покращити гармонійний склад вихідної напруги безпосереднього перетворювача?
7. Яким чином забезпечують трифазний режим роботи безпосереднього перетворювача?
8. Які недоліки характеризують роботу безпосередніх перетворювачів частоти?

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Розанов Ю. К. Силовая электроника / Ю. К. Розанов. - М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 632 с.
2. Рама Рейди С. Основы силовой электроники / С.Рама Рейди – М.: Техносфера, 2006. -288 с.
3. Сукер Кит. Силовая электроника. Руководство разработчика / К. Сукер - М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2008. -.252 с.
4. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин – М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2005. -.384 с.
5. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники / И. М. Чиженко, В. С. Руденко, В. И. Сенько - М: Высш.школа, 1974. - 430 с
6. Гончаров Ю. П. Перетворювальна техніка / Ю. П. Гончаров, С. В. Будьонний, Морозов В.Г. – Х.: Фоліо, 2006. – 357 с.
7. Бурков А. Т. Электронная техника и преобразователи / А. Т. Бурков – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
8. Энергетическая электроника / Под ред В. А. Лабунцова.- М.: Энергоатомиздат, 1987. - 464с.
9. Полупроводниковые выпрямители./ Под ред. Ф. И. Ковалева.- М: Энергия, 1978. - 448 с.
- 10.Ривкин Г. А. Преобразовательные устройства / Г. А. Ривкин - М: Энергия, 1980.- 544 с.
- 11.Ягуп В. Г. Автоматизированный расчет тиристорных схем / В. Г. Ягуп -Харьков: Вища школа, 1986.- 160 с.
12. Ягуп В. Г. Компьютерное моделирование переходных и установившихся процессов в преобразователях электрической энергии / В. Г. Ягуп, Е. В. Ягуп –Харьков: ХНАГХ, 2013. – 181 с.
- 13.Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника / С. Г. Герман-Галкин - СПб: Учитель и ученик. КОРОНА принт, 2002.-304 с.

Навчальне видання

Ягуп Валерій Григорович

ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

*(для студентів усіх форм навчання освітнього рівня «магістр»
за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка
та електромеханіка*

Відповідальний за випуск *П. П. Рожков*

За авторською редакцією

Комп'ютерне верстання *В. Г. Ягуп*

План 2010, поз. 95Л

Підп. до друку 31.05.2018. Формат 60 × 84/16

Друк на ризографі. Ум. друк. арк.. 3,4.

Тираж 50 пр. Зам. №

Видавець і виготовлювач:

Харківський національний університет
міського господарства імені О. М. Бекетова,
вул. Маршала Бажанова, 17, Харків, 61002.

Електронна адреса: rectorat@kname.edu.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи

ДК № 5328 від 11.04.2017