

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

М. Я. Островерхов, В.І. Сенько, В.І. Чибеліс

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЗМІННОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавр за
спеціальністю 141-«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021

Рецензенти:

Резцов В.Ф., член-кореспондент НАН України, д-р. техн. наук, професор, заступник директора з наукової роботи Інституту відновлювальної енергетики НАН України

Юрченко О.М., д-р. техн. наук, старший науковий співробітник, начальник відділу Інституту електродинаміки НАН України

Відповідальний
редактор

Бойко В.С., д-р. техн. наук, професор

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 2 від 01.10.2020 р.)*

*за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 10 від 24.06.2020 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

Островерхов Микола Якович, д-р техн. наук, професор

Сенько Віталій Іванович, д-р техн. наук, професор

Чибеліс Валерій Іванович, канд. техн. наук, доцент

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЗМІННОЇ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ

Промислова електроніка: Напівпровідникові перетворювачі змінної напруги в постійну [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / М. Я. Островерхов, В.І. Сенько, В.І. Чибеліс; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 10 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 341 с.

У навчальному посібнику розглянуто некеровані та керовані випрямлячі однофазного та трифазного струму, згладжувальні фільтри, джерела безперебійного електропостачання, безперервні стабілізатори напруги та струму, транзисторні перетворювачі напруги з самозбудженням. Матеріал посібника супроводжується прикладами розрахунків основних силових схем і контрольними запитаннями

Призначено для здобувачів ступеня бакалавр спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» факультету електроенерготехніки та автоматики.

©М. Я. Островерхов, В.І. Сенько, В.І. Чибеліс

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021

ЗМІСТ

Передмова	5
Вступ	7
Розділ 1. ВИПРЯМЛЯЧІ	
1.1. Загальні відомості	9
1.2. Однофазні випрямлячі	14
1.2.1. Робота випрямлячів на активне навантаження	15
1.2.2. Згладжувальні фільтри	34
1.2.3. Вплив згладжувальних фільтрів на роботу випрямляча	43
1.3. Трифазні випрямлячі	87
1.3.1. Трифазний випрямляч з середньою точкою	88
1.3.2. Шестифазний випрямляч з середньою точкою	101
1.3.3. Шестифазний випрямляч зі з'єднанням вторинних обмоток трансформатора зірка – обернена зірка зі зрівняльним реактором (дроселем)	106
1.3.4. Трифазний мостовий випрямляч	112
1.3.5. Компенсаційні випрямлячі	130
1.4. Керовані випрямлячі з ступеневим регулюванням вторинної напруги	136
1.5. Керовані випрямлячі із зустрічно-паралельним ввімкненням тиристорів у первинну обмотку трансформатора	142
1.6. Випрямлячі, що живлять двигуни постійного струму	146
1.7. Складені (багатофазні еквівалентні) випрямлячі	155
1.8. Випрямлячі на повністю керованих вентилях	167
1.9. Випрямлячі, що живляться від джерел з прямокутною напругою	190
Приклади	196
Контрольні запитання	237
Розділ 2. ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ	
2.1. Класифікація джерел вторинного електроживлення електронної апаратури	240
2.2. Загальні вимоги до джерел вторинного електроживлення електронної апаратури	243
2.3. Джерела первинного електроживлення	246
2.3.1. Системи автономного електроживлення	246

2.3.2. Хімічні джерела живлення	248
2.3.3. Деякі інші джерела живлення	251
2.4. Джерела безперебійного електропостачання	253
2.5. Транзисторні згладжувальні фільтри	255
2.5.1. Фільтри типу ФК	256
2.5.2. Фільтри типу ФЕ	261
2.5.3. Фільтри типу ФШ	265
2.6. Безперервні (лінійні) напівпровідникові стабілізатори напруги та струму	269
2.6.1. Загальні відомості	269
2.6.2. Параметричні стабілізатори напруги	273
2.6.3. Компенсаційні лінійні стабілізатори напруги	279
2.6.4. Стабілізатори на інтегральних мікросхемах	289
2.7. Транзисторні перетворювачі напруги з самозбудженням	304
Приклади	311
Контрольні запитання.	334
Список літератури	336

ПЕРЕДМОВА

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

Створення напівпровідникових приладів великої потужності, які працюють у ключових режимах, мають повну керованість і високу швидкодію, дозволило дискретно керувати потоками електричної енергії великої потужності на підвищених частотах за потрібними законами. Пристрої, побудовані на цих приладах, застосовуються в різних областях техніки і мають при передачі та споживанні електроенергії нові функціональні можливості, менші втрати електроенергії, дозволяють підвищити її якість, а також успішно вирішувати екологічні питання.

Повсюдне розповсюдження пристроїв силової електроніки в енергоємних областях (електропривод, електротехнології) вимагає підготовки спеціалістів з силової електроніки. Проте сучасної літератури з основ силової електроніки, орієнтованих на підготовку інженерно-технічних працівників електроенергетичних, електротехнічних, електромеханічних і електронних спеціальностей, розробників та дослідників самих пристроїв силової електроніки в Україні немає. З метою поліпшення ситуації в цій царині і була написана ця книга.

Навчальний посібник «Напівпровідникові перетворювачі змінної напруги в постійну» призначений для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками «Електронні пристрої та системи», «Електротехніка та електротехнології» та «Електромеханіка». Зміст книги відповідає типовим навчальним програмам підготовки бакалаврів і магістрів відповідних спеціальностей.

У книзі подання теоретичного матеріалу супроводжується типовими задачами з розв'язаннями. Така побудова книги повинна сприяти більш активному засвоєнню і закріпленню теоретичного навчального матеріалу та прищеплюванню вмінь і навичок розрахунку та аналізу електронних пристроїв. У кінці кожного розділу наведені контрольні запитання.

У списку літератури наведені використані та рекомендовані для подальшого вивчення книги.

Авторський колектив при підготовці навчального посібника використав багаторічний досвід методичної та викладацької роботи, накопичений ним при читанні дисциплін «Електронні, мікропроцесорні та перетворювальні пристрої», «Промислова електроніка», «Основи електроніки», «Електроніка та мікросхемотехніка», «Перетворювальна техніка», «Енергетична електроніка», «Пристрої перетворювальної техніки», «Силові електронні системи», «Системи електроживлення електронної апаратури», «Додаткові розділи силових електроніки» студентам у Національному технічному університеті «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського».

Велику вдячність автори виражають члену-кореспонденту НАН України, доктору технічних наук, професору Резцову В.Ф. (Інститут відновлювальної енергетики НАН України) і доктору технічних наук, старшому науковому співробітнику Юрченку О.М. (Інститут електродинаміки НАН України) за уважне рецензування рукопису та рекомендації щодо поліпшення його розділів, які були ураховані при доопрацюванні рукопису.

ВСТУП

Електрична енергія існує в різному вигляді: змінного струму з частотою 50 Гц (країни СНД, Західна Європа) або 60 Гц (США, Канада, частина країн центральної та Південної Америки та ін), змінного струму підвищеної частоти (400, 800, 1200 Гц та вище, автономні системи електропостачання), постійного струму (акумулятори, сонячні та теплові елементи, МГД-генератори). Це в основному визначається різноманітністю і специфікою споживачів електроенергії.

Для більш ефективного використання електричної енергії різні споживачі вимагають використання електричної енергії з нестандартними параметрами: частотою, регульованою напругою, іншим числом фаз.

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

Прогрес більшості областей сучасної техніки нерозривно пов'язаний з успіхами силових електроніки. Силова електроніка охоплює методи та засоби, які забезпечують регулювання параметрів електричної енергії за допомогою електронних вентилів: некерованих (діодів) і керованих (транзисторів, тиристорів). Зміна параметрів електричної енергії з високим коефіцієнтом корисної дії (ККД) здійснюється без значних втрат як у статичному, так і динамічному режимах завдяки силовим вентилям з повним керуванням, малим часом вмикання та вимикання, керуванням малопотужними сигналами (див. том 1).

Розвиток силових електроніки весь час націлений на зменшення габаритів і маси пристроїв, на підвищення надійності та ефективності за рахунок поліпшення характеристик приладів силових електроніки — силових вентилів — і зменшення вартості виробництва.

У наш час силові перетворювальні пристрої широко використовують у кольоровій металургії та хімічній промисловості, на залізничному та міському транспорті, для живлення контактних мереж гірничорудного та інших видів промислового транспорту, у різних галузях промисловості: для регульованих електроприводів, збудження електричних машин, для зарядження акумуляторів, електрозварювання, гальвано-техніки, електроерозійної обробки металів, пристроїв електротермії, для високовольтних ліній електропередач постійного струму, у джерелах вторинного електроживлення електронної апаратури та ін.

Основними областями застосування пристроїв силових електроніки, в яких вони дають найбільший економічний ефект, зараз є: засоби регулювання виробності технологічних кіл ТЕС і ГЕС (скорочення енергоспоживання на власні потреби, що призводить до зниження собівартості 1 кВт·год); промисловий електропривод, який керується за допомогою напівпровідникового перетворювача електроенергії, комунальне господарство,

вуличне освітлення натрієвими лампами високого тиску з електронною пускорегулювальною апаратурою, освітлення громадських приміщень компактними люмінесцентними лампами з електронним баластом; підвищення ефективності джерел вторинного електроживлення за рахунок використання імпульсних способів перетворення електроенергії; автомобільна електроніка (системи гальмування, керування двигуном, система стартер-генератор); побутова техніка (кондиціонери, холодильники, пральні машини, індукційні пічі, пілососи, світильники).

Всі можливі види перетворювачів електричної енергії поділяються на базові пристрої:

1. Випрямлячі, які перетворюють змінний струм у постійний (*AC-DC — Alternative Current - Direct Current*).

2. Інвертори, які перетворюють постійний струм у змінний (*DC-AC*).

3. Перетворювачі частоти, які перетворюють змінний струм однієї частоти у змінний струм іншої частоти, можливо і з іншим числом фаз (*AC-AC*).

4. Регулятори постійного струму (електронні трансформатори), які перетворюють постійний струм однієї напруги у постійний струм іншої напруги (*DC- DC*).

5. Регулятори змінної напруги, які перетворюють змінну напругу в регульовану змінну напругу тієї ж частоти.

6. Перетворювачі числа фаз, які перетворюють змінний струм з одним числом фаз у змінний струм тієї ж частоти з іншим числом фаз.

7. Помножувачі частоти, які перетворюють змінний струм однієї частоти у змінний струм іншої частоти, яка відрізняється у фіксоване число раз M від вхідної частоти.

8. Регульовані джерела реактивної (неактивної) потужності (ДРП), які дозволяють вводити в систему електропостачання додаткові (до реактивних потужностей споживачів) реактивні потужності зсуву, спотворення, несиметрії з метою компенсації відповідних потужностей неякісних споживачів і поліпшення таким чином якості електроенергії в системі електропостачання.

Наведені вище базові пристрої характеризуються однократністю перетворення електроенергії. Для розширення властивостей перетворювачів електроенергії їх можна конструювати з базових, створюючи структури, які характеризуються багатократним (дво-, трикратним) перетворенням виду електроенергії на її шляху від входу до виходу перетворювача. Наприклад, випрямлення без регулювання, потім перетворення напруги, знову випрямлення без регулювання та ін.

РОЗДІЛ 1

ВИПРЯМЛЯЧІ

1.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Випрямляч — це пристрій, призначений для перетворення змінної напруги в постійну. У загальному випадку структурна схема випрямляча має вигляд, показаний на рис. 1.1. Вона складається з вхідного та вихідного фільтрів ($\Phi 1$, $\Phi 2$), вхідного трансформатора TV , вентильного блока VS , системи керування СК вентильними блоками VS , на входи якої при необхідності надходять сигнали з датчиків напруг і струмів з виходу та входу випрямляча.

Вхідний трансформатор TV узгоджує потрібний рівень вихідної напруги із заданим рівнем напруги живильної мережі (змінює величину напруги), перетворює кількість фаз (як правило збільшує) змінної напруги на вторинній стороні, створює гальванічне (кондуктивне) розв'язування (ізоляцію) вхідного та вихідного кіл випрямляча. Остання обставина, забезпечуючи безпроводний зв'язок (тільки через електромагнітне поле трансформатора) вхідних і вихідних кіл випрямляча, виключає можливість небезпечного потрапляння напруги зі сторони, що має високий потенціал, на сторону з більш низьким потенціалом при відмиканні трансформатора на одній з сторін.

Вентильний блок VS , що складається з вентилів з нелінійними вольт-амперними характеристиками BAX і які можуть знаходитися тільки у двох станах — ввімкненому(проводному, відкритому) або вим-

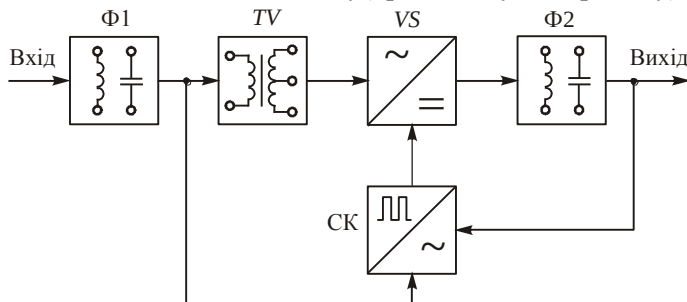


Рис. 1.1

кненому (закритому), — перетворює змінну напругу в пульсуючу. У результаті як споживання енергії вентиляним блоком з живильної мережі, так і передача її на вихід блока споживачу відбуваються дискретно, що призводить до зниження якості електроенергії як перетворюваної, так і перетвореної. Для ослаблення та згладжування наслідків дискретності процесу перетворення енергії призначені фільтри на вході та виході вентиляного блока. Іншими словами, ці фільтри забезпечують електромагнітну сумісність перетворювального блока з живильною мережею та навантаженням. Як відомо, під електромагнітною сумісністю в електротехніці розуміють здатність різних електротехнічних пристроїв, зв'язаних мережами електропостачання та електророзподілу, одночасно функціонувати в реальних умовах експлуатації при наявності непередбачених завад інших пристроїв, що приєднані до них.

За числом фаз первинної обмотки трансформатора випрямлячі поділяються на однофазні та трифазні.

Розрізняють два типи випрямлячів: однокітні (однопівперіодні) та двокітні (двопівперіодні). Однокітні схеми використовують для випрямлення (відбирання потужності з мережі змінного струму) тільки однієї півхвилі змінної напруги з двох у кожному її періоді, тобто струм у вторинній обмотці трансформатора тече один раз за період в одному напрямку. До таких схем відносяться схеми з середньою (нульовою) точкою трансформатора (крім найпростішого однопівперіодного випрямляча). Двокітні схеми використовують для випрямлення обох півхвиль у кожному періоді вхідної змінної напруги, тобто струм у вторинній обмотці трансформатора тече двічі за період, причому у різних напрямках. До них належать мостові схеми.

Для характеристики числа півхвиль вхідної напруги, що використовуються, вводиться таке поняття як пульсність випрямляча (періодичність випрямленої напруги) m_{Π} , яка визначає число пульсацій випрямленої напруги за період напруги живлення. Для однокітних схем $m_{\Pi} = m_2$ (m_2 — число вторинних обмоток), для двокітних схем $m_{\Pi} = 2m_2$.

Випрямлячі розрізняють: за потужністю — малопотужні (до 1 кВт), середньої потужності (до 100 кВт), потужні (більше 100 кВт); за напругою — низької (до 250 В), середньої (до 1000 В) та високої (вище 1000 В).

Окремо виділяють клас випрямлячів з багатофазною схемою випрямлення (шість, дванадцять і більше фаз вторинної обмотки трансформатора). Проте виготовлення багатофазних трансформаторів пов'язано з конструктивними та технологічними труднощами, тому в більшості випадків багатофазні схеми одержують шляхом послідовного або паралельного ввімкнення трифазних випрямлячів, які мають різні схеми з'єднання обмоток трансформаторів. Такі схеми називають багатофазними еквівалентними або складеними.

Особливості роботи випрямлячів залежать від параметрів трансформатора x_a та r_a , де $x_a = \omega_m L_a = \omega_m (L'_{1s} + L_{2s})$ — індуктивний опір обмоток, розташованих на одному стрижні трансформатора; $r_a = r'_1 + r_2$ — активний опір обмоток, розташованих на одному стрижні в анодному колі вентиля; $r'_1 = K_T^2 r_1$, r_2 — відповідно зведений до вторинної обмотки активний опір первинної обмотки та опір вторинної обмотки; L_a — індуктивність в анодному колі вентиля; $L'_{1s} = K_T^2 L_{1s}$ — зведена до вторинної обмотки індуктивність, яка обумовлена потоками розсіювання первинної обмотки; L_{2s} — індуктивність, обумовлена потоками розсіювання вторинної обмотки; $K_T = w_2/w_1 = e_2/e_1 = i_1/i_2$ — коефіцієнт трансформації.

Для випрямлячів малої потужності виконується умова $x_a/r_a \leq 0,3$. Тому при наближених розрахунках величиною x_a нехтують, що значно спрощує розрахунки. Ураховувати x_a в малопотужних випрямлячах треба при підвищеній частоті мережі живлення (400 Гц, 1000 Гц).

Для випрямлячів великої потужності виконуються умова $x_a/r_a \geq 3 \div 5$. Тому при наближених розрахунках можна враховувати тільки параметр x_a , нехтуючи величиною r_a .

У випрямлячах середньої потужності x_a та r_a сумірні за величиною, тому при розрахунках треба враховувати обидва параметри.

У режимі випрямляча, що характеризується віддачею потужності в коло навантаження, напруга вторинної обмотки трансформатора та анодний струм вентилів мають однаковий напрямок (це відповідає роботі мережі змінного струму в якості генератора електричної енергії), а

напруга та струм у колі навантаження протилежні за напрямком (це відповідає роботі мережі постійного струму в якості споживача енергії).

Випрямлячі можуть бути побудовані на керованих вентилях (тиристорах, транзисторах) і некерованих (діодах). Вихідні параметри випрямляча, діапазон регулювання, умови роботи вентилів і трансформатора за струмом і напругою суттєво залежать від характеру реакції навантаження, яка визначається типом навантаження або першим елементом згладжувального фільтра. Розрізняють наступні режими роботи випрямляча: а) на активне навантаження; б) на активно-індуктивне навантаження; в) на проти ЕРС; г) на активно-ємнісне навантаження.

Режим роботи та параметри окремих елементів випрямляча узгоджуються із заданими умовам роботи споживача постійного струму. Тому основна задача теорії випрямних пристроїв зводиться до визначення розрахункових співвідношень, які дозволяють за заданим режимом роботи споживача визначити електричні параметри елементів випрямляча та вибрати ці елементи з довідника або, у разі необхідності, розрахувати їх.

Для вибору вентиля треба знати:

1. Середнє значення анодного (прямого) струму I_a .
2. Максимальне значення напруги, що прикладається до вентиля в закритому (вимкненому) стані $U_{зв\max}$.
3. Діюче значення струму вентиля $I_{ад}$.
4. У деяких випадках треба знати максимальне значення струму вентиля I_{amax} .

Для вибору (розрахунку) трансформатора треба знати:

1. Коефіцієнт трансформації
 $K_T = w_2 / w_1 = U_2 / U_1 = I_1 / I_2$.
2. Діюче значення струмів обмоток трансформатора I_1, I_2 (за діючими значеннями струмів розраховується діаметр проводу обмоток трансформатора, ураховуючи допустиму густину струму $j = 3 \div 5 \text{ А/мм}^2$).
3. Типову (розрахункову) потужність трансформатора, яка визначається як півсума потужностей всіх обмоток трансформатора

$$S_T = \sum_{i=0}^{\infty} S_i / 2,$$

де $S_i = U_i I_i$ — потужність кожної обмотки трансформатора, i — кількість обмоток.

При розрахунку випрямляча звичайно задані:

1. Потрібне значення напруги на навантаженні U_d (середнє значення).

2. Середнє значення струму навантаження I_d .

3. Діюче значення електрорушійної сили ЕРС (напруги) живильної мережі змінного струму $E_1(U_1)$.

4. Якщо мережа змінного струму має нестандартну частоту (відмінну від 50 Гц), то вона теж зазначається.

Всі величини, що підлягають розрахунку, виражаються у функціях струму I_d та напруги U_d навантаження.

Крім того, визначаються експлуатаційні характеристики випрямляча:

1. Зовнішня характеристика випрямляча $U_d = f(I_d)|_{U_1=\text{const}}$ — залежність напруги на виході випрямляча від струму навантаження.

2. Регульовальна характеристика випрямляча $U_{d\alpha} = f(\alpha)|_{U_1=\text{const}}$ — залежність випрямленої напруги від кута керування.

3. Коефіцієнт корисної дії випрямляча

$\eta = P_d / (P_d + \sum \Delta P)$, де P_d — активна потужність у колі випрямленого струму; $\sum \Delta P$ — сумарні втрати потужності у випрямлячі, які враховують втрати в обмотках трансформатора, вентилях, фільтрі, системі керування, а також у допоміжних пристроях.

4. Коефіцієнт потужності випрямляча $\lambda = v \cos \varphi_{(1)}$, де $v = I_{1(1)} / I_1$ — коефіцієнт спотворення струму, який характеризує гармонічний склад струму первинної обмотки трансформатора і дорівнює відношенню діючого значення першої гармоніки струму до діючого значення струму первинної обмотки; $\varphi_{(1)}$ — кут зсуву фази першої гармоніки

струму первинної обмотки по відношенню до прикладеної синусоїдальної напруги живильної мережі; $\cos \varphi_{(1)}$ — коефіцієнт зсуву.

5. Коефіцієнт пульсацій $K_{п(q)} = U_{m(q)} / U_d$ — відношення амплітуди гармоніки з номером q до середнього значення випрямленої напруги. Коефіцієнт пульсацій характеризує гармонічний склад випрямленої напруги.

У подальшому будемо розглядати роботу керованих випрямлячів на тиристорах, а робота випрямлячів на діодах представлена як окремий випадок при $\alpha = 0$.

1.2. ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Однофазні випрямлячі як правило малопотужні та живляться від однофазної мережі змінної напруги 220 В. В якості випрямлячів використовуються наступні схеми: однопівперіодний випрямляч, двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом (з середньою точкою) вторинної обмотки трансформатора, однофазний мостовий.

Проведемо аналіз роботи цих схем при роботі їх на активне навантаження та з різними типами згладжувальних фільтрів.

Як було відмічено вище, випрямляч може бути побудований як на некерованих вентилях (діодах), так і на керованих (тиристорах). У загальному випадку, якщо керований випрямляч побудований на неповністтю керованих (звичайних тиристорах) вентилях, можливі два способи регулювання середнього значення випрямленої напруги: фазове регулювання та релейне регулювання.

При фазовому регулюванні імпульс керування, який надходить на відкриття тиристора, зсувається за фазою відносно моменту проходження живильної напруги через нуль на кут α .

При релейному (циклічному) алгоритмі керування напруга на виході випрямляча за період керування (період циклу) приймає два значення: максимальне випрямлене (при $\alpha = 0$) або нульове.

1.2.1. Робота випрямлячів на активне навантаження

Однофазний однопівперіодний випрямляч. Розглянемо роботу однофазного однопівперіодного випрямляча, навантаженого активним опором, з урахуванням втрат в обмотках трансформатора та вентилі VS (випрямляч малої потужності) (на рис. 1.2,а показана еквівалентна схема випрямляча для випадку, що розглядається при $u'_1 = K_T u_1 = e_2$). Під дією ЕРС вторинної обмотки синусоїдальної форми $e_2 = E_{2m} \sin \vartheta$, де $\vartheta = \omega_m t$, струм у колі навантаження тече тільки на протязі тих півпері-

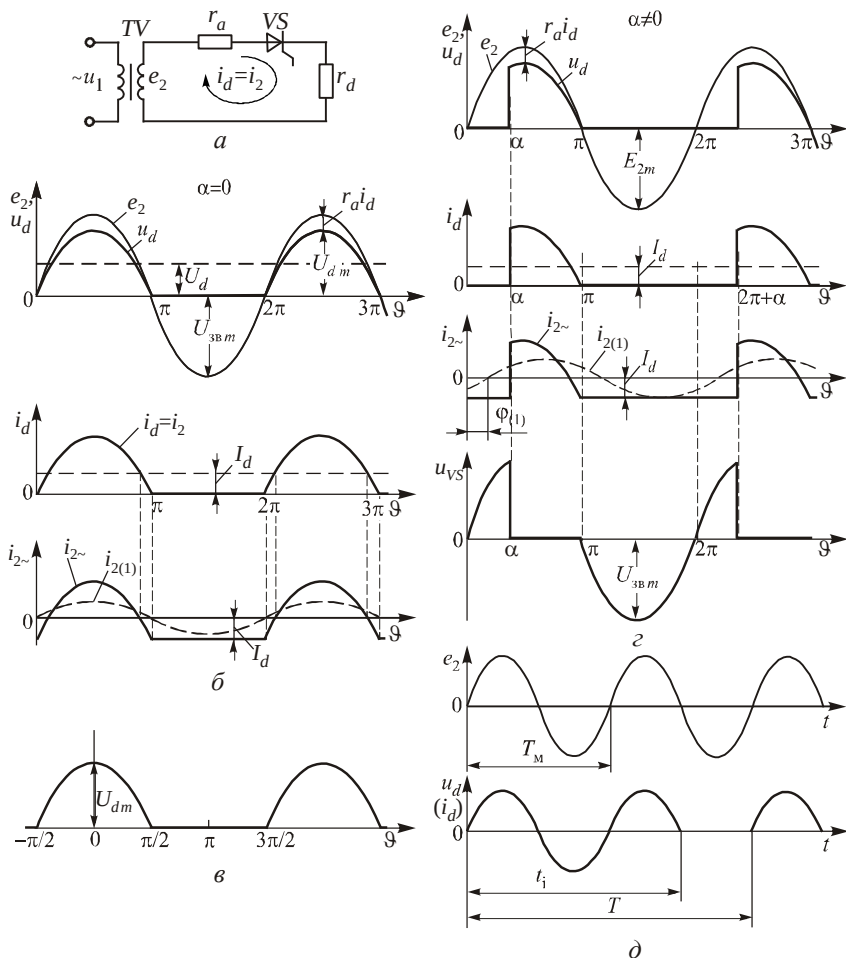


Рис. 1.2

одів, коли анод тиристора має позитивний потенціал відносно катода, а від системи керування надходить імпульс на відкриття тиристора. На рис. 1.2,б наведені часові діаграми напруг і струмів, що пояснюють роботу випрямляча при фазовому регулюванні та куті керування $\alpha = 0$ (це відповідає роботі некерованого випрямляча). Тиристор VS пропускає струм у перший півперіод; у другий півперіод, коли потенціал анода тиристора стає негативним, струм у колі дорівнює нулю. Ураховуючи це, миттєве значення випрямленого струму на інтервалах можна записати

$$i_d = i_2 = \frac{E_{2m}}{r_d + r} \sin \vartheta = I_{am} \sin \vartheta \quad (0 < \vartheta < \pi),$$

$$i_d = i_2 = 0 \quad (\pi < \vartheta < 2\pi),$$

де $r = r_a + r_d$, r_d — диференціальний опір вентиля.

Випрямлена напруга в будь-який час менша за ЕРС вторинної обмотки трансформатора, тому що частина напруги втрачається на опорі r_a

$$u_d = r_d i_d = \frac{E_{2m} r_d}{r_d + r} \sin \vartheta = \eta_a E_{2m} \sin \vartheta = U_{dm} \sin \vartheta, \quad (1.1)$$

де $\eta_a = r_d / (r_d + r)$ — умовний ККД анодного кола, $U_{dm} = \eta_a E_{2m}$ — амплітудне значення випрямленої напруги.

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{dm} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{dm}}{\pi} = \frac{\eta_a}{\pi} E_{2m}. \quad (1.2)$$

Якщо $r_d = \infty$ або $r = 0$, напруга холостого ходу випрямляча $U_{d0} = E_{2m} / \pi$.

Середнє значення випрямленого струму (а також струму тиристора)

$$I_d = I_a = U_d / r_d = I_{am} / \pi.$$

Діюче значення струму тиристора

$$I_{ad} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{am}^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{E_{2m}}{2(r_d + r)}. \quad (1.3)$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорі, як видно з рис. 1.2,б, дорівнює амплітудному значенню ЕРС вторинної обмотки

$$U_{звм} = E_{2m} = (\pi/\eta_a) U_d. \quad (1.4)$$

За одержаними величинами I_a , $I_{ам}$, $I_{ад}$ і $U_{звм}$ з довідника вибирають тиристор (діод).

Змінюючи кут зсуву α керуючого імпульсу тиристора відносно ЕРС анодного кола e_2 , можна регулювати величину середнього значення випрямленої напруги. Часові діаграми напруг і струмів, що пояснюють роботу керованого випрямляча, наведені на рис. 1.2,з.

Для керованого режиму середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_d d\vartheta = \frac{U_{dm}}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha), \quad (1.5)$$

де U_{d0} — значення U_d при $\alpha = 0$.

Таким чином, некерований режим можна розглядати як окремий випадок керованого режиму, коли $\alpha = 0$.

У керованому режимі напруга на тиристорі u_{VS} на інтервалі $0 \dots \alpha$ позитивна і при $\alpha = \pi/2$ її максимальне значення дорівнює амплітудному значенню ЕРС e_2 .

Змінна складова випрямленої напруги та струму, як видно з часових діаграм для u_d та i_d , велика, причому основна гармоніка пульсацій при $\alpha = 0$ має частоту, що дорівнює частоті живильної мережі.

Для зручності обчислення амплітуди основної гармоніки пульсацій при $\alpha = 0$ вибираємо початок координат у точці, де випрямлена напруга має максимальне значення (рис. 1.2,в). Тоді миттєве значення u_d можна зобразити як косинусоїдальну функцію в межах кута $-\pi/2 \leq \vartheta \leq \pi/2$

$$u_d = U_{dm} \cos \vartheta.$$

Оскільки u_d — функція парна, то при розкладанні в ряд Фур'є залишаться тільки косинусоїдальні члени. Амплітуда першої (основної) гармоніки напруги

$$U_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_d \cos \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_{dm} \cos^2 \vartheta d\vartheta = \frac{U_{dm}}{2} = \frac{\pi}{2} U_{d0}. \quad (1.6)$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги за першою гармонікою

$$K_{n(1)} = U_{(1)m} / U_d = 1,57. \quad (1.7)$$

Розглянемо режим роботи трансформатора при $\alpha = 0$. Діюче значення струму вторинної обмотки

$$I_2 = I_{ад} = I_{ам} / 2 = (\pi/2) I_d. \quad (1.8)$$

Відношення діючого значення фазного струму I_2 до його середнього значення I_{2cp} називають коефіцієнтом форми струму

$$K_\phi = I_2 / I_{2cp}. \quad (1.9)$$

В однотактних схемах постійна складова фазного струму визначається виразом

$$I_{2cp} = I_a = I_d / m_2,$$

де m_2 — число фаз вторинної обмотки трансформатора.

Для даної схеми

$$K_\phi = I_2 m_2 / I_d = I_2 / I_d = \pi/2. \quad (1.10)$$

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки

$$E_2 = E_{2m} / \sqrt{2} = \frac{\pi}{\eta_a \sqrt{2}} U_d = \frac{2,22}{\eta_a} U_d. \quad (1.11)$$

Коефіцієнт трансформації визначається з (1.2)

$$K_\tau = \frac{E_2}{E_1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{E_1}.$$

Відношення діючого значення ЕРС E_2 до середнього значення випрямленої напруги U_{d0} називають коефіцієнтом схеми (перетворення за напругою)

$$K_{cx} = E_2 / U_d = \pi / \sqrt{2} = 2,22 / \eta_a. \quad (1.12)$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора

$$S_2 = E_2 I_2 = K_{cx} U_d K_\phi I_d = K_{cx} K_\phi P_d = 3,49 \frac{P_d}{\eta_a}, \quad (1.13)$$

де $P_d = U_d I_d$ — потужність постійних складових випрямлених напруги та струму.

Діюче значення струму первинної обмотки можна визначити з рівняння магнітної рівноваги трансформатора, якщо знехтувати струмом намагнічування та врахувати, що постійна складова струму вторинної обмотки в первинну обмотку не трансформується. Рівняння магнітної рівноваги трансформатора за змінним струмом має вигляд

$$i_1 w_1 + w_2 (i_2 - I_d) = 0. \quad (1.14)$$

Миттєве значення струму первинної обмотки

$$i_1 = -\frac{w_2}{w_1} (i_2 - I_d) = -K_T i_2. \quad (1.15)$$

З останнього виразу випливає, що діаграма первинного струму трансформатора подібна діаграмі вторинного струму, якщо виключити з нього постійну складову I_d .

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора при $\alpha = 0$

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{K_T^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_2 - I_d)^2 d\vartheta} = \\ &= K_T \sqrt{I_2^2 - I_d^2} = K_T I_d \sqrt{K_\Phi^2 - 1} = 1,21 K_T I_d. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Розрахункова потужність первинної обмотки

$$\begin{aligned} S_1 = E_1 I_1 &= \frac{E_2}{K_T} K_T I_d \sqrt{K_\Phi^2 - 1} = K_{cx} I_d U_d \sqrt{K_\Phi^2 - 1} = \\ &= P_d K_{cx} \sqrt{K_\Phi^2 - 1} = 2,69 P_d / \eta_a. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Розрахункова (типова) потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 3,09 \frac{P_d}{\eta_a}. \quad (1.18)$$

Коефіцієнт використання трансформатора за потужністю

$$K_p = \frac{P_d}{S_T} = 0,329 \eta_a. \quad (1.19)$$

Коефіцієнт потужності випрямляча у загальному вигляді

$$\lambda = \frac{P_{a1}}{S_1}, \quad (1.20)$$

де $P_{a1} = \sum_{q=1}^{\infty} U_{1(q)} I_{1(q)} \cos \varphi_{(q)}$ — активна потужність, що споживається з живильної мережі, і яка являє собою середнє за період значення потужності змінного струму та визначається як сума активних потужностей окремих гармонічних складових струму;

$$S_1 = U_1 I_1 = \sqrt{U_{1(1)}^2 + \dots + U_{1(q)}^2 + \dots} \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots} \quad \text{— повна потужність первинної обмотки трансформатора.}$$

Якщо вважати, що напруга живильної мережі є синусоїдальною, то

$$P_{a1} = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}. \quad (1.21)$$

Отже, коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}}{U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}} = v \cos \varphi_{(1)}, \quad (1.22)$$

де $v = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}}$ — коефіцієнт спотворення струму;

$\varphi_{(1)}$ — кут зсуву фаз між напругою живильної мережі та першою гармонічною складовою струму первинної обмотки.

У нашому випадку $\varphi_{(1)} = 0$, проте коефіцієнт потужності менший за одиницю, тому що $v < 1$. Це є однією з причин, що викликають збільшення розмірів трансформатора. Для керованого режиму $\varphi_{(1)} \neq 0$ і зі збільшенням кута α коефіцієнт потужності зменшується.

Активну потужність випрямленого струму при $\alpha = 0$ обчислюють як середнє за період значення потужності пульсуючого струму

$$P_{ad} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d i_d d\vartheta = I_2^2 r_d = \frac{\pi^2}{4} P_d, \quad (1.23)$$

тобто потужність P_{ad} більша за потужність постійних складових випрямленого струму та напруги приблизно у 2,5 рази, що також є причиною збільшення розмірів трансформатора.

В осерді трансформатора за рахунок постійної складової струму вторинної обмотки створюється додатковий постійний магнітний потік, який насичує осердя. Це явище прийнято називати вимушеним намагнічуванням осердя трансформатора. У результаті струм намагнічування трансформатора зростає у декілька разів у порівнянні зі струмом у нормальному режимі намагнічування осердя. Зростання струму намагнічування обумовлює збільшення перерізу проводу первинної обмотки та розмірів трансформатора в цілому.

Як видно з часових діаграм (рис. 1.2,з) фазове регулювання середнього значення випрямленої напруги досягається за рахунок спотворення (деформації) форми миттєвої кривої випрямленої напруги, тобто пов'язано з погіршенням якості випрямленої напруги (збільшення K_n).

Збільшення кута керування α при зменшенні випрямленої напруги супроводжується збільшенням зсуву анодного струму відносно змінної напруги на вході випрямляча. Аналогічно зміщується за фазою і струм обмоток трансформатора. А запізні за фазою струми відносно напруги знижують свою повну «працездатність», тому що при цьому зменшується активна потужність, що передається, яка є функцією косинуса кута зсуву відповідно (1.21), а також коефіцієнт потужності (1.22).

Після прикладання до вентиля зворотної напруги, на протязі якої він повинен відновити свої керуючі властивості, до нього прикладається пряма напруга. При цьому клапан повинен залишатися закритим до моменту подачі на його керуючий електрод сигналу на відкриття (імпульсу керування).

При релейному регулюванні середнє значення випрямленої напруги регулюється зміною співвідношення між тривалістю наявності напруги на навантаженні (t_1) і тривалістю періоду T (циклу) (рис. 1.2,д), тобто зміною коефіцієнта заповнення $\gamma = t_1/T$. У порівнянні з фазовим способом регулювання релейний спосіб має ту перевагу, що вхідний струм випрямляча завжди знаходиться у фазі з напругою мережі, і реактивна потужність випрямляча дорівнює нулю, що підвищує коефіцієнт потужності випрямляча.

Недолік цього способу керування — поява субгармонік (гармонік більш низької частоти, ніж звичайна) у випрямленій напрузі та первинному струмі.

Через великі пульсації випрямленої напруги та вимушене намагнічування осердя трансформатора однопівперіодний випрямляч застосовують рідко (переважно у джерелах живлення малопотужної апаратури).

Однофазний випрямляч з середньою точкою. Еквівалентна схема випрямляча при $r \neq 0$, $L_a = 0$ а також часові діаграми напруг і струмів наведені на рис. 1.3.

Випрямляч з середньою точкою є по суті двофазним, тому що вторинна обмотка трансформатора з середньою точкою (рис. 1.3,а) ство-

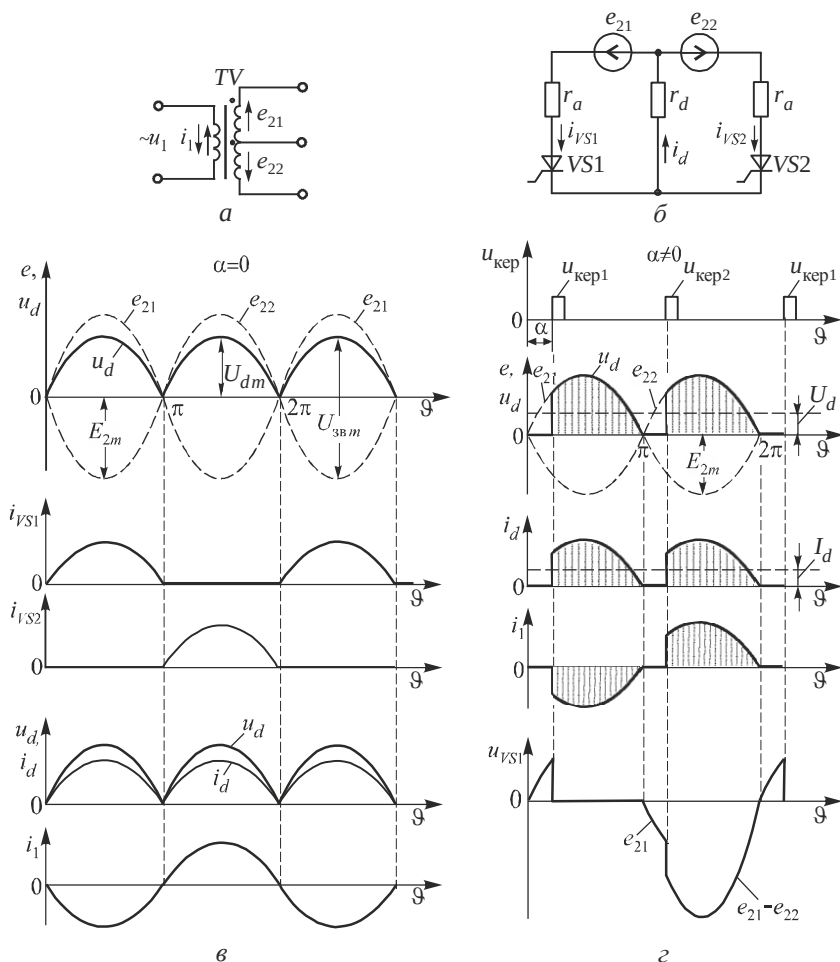


Рис. 1.3

рює дві ЕРС, рівні за величиною, але протилежні за напрямком.

Тиристори VS1 і VS2 пропускають струм по чергові (рис. 1.3, б, в): на протязі першого півперіоду позитивний потенціал має анод тиристора VS1, тому струм протікає через цей тиристор, півобмотку трансформатора з ЕРС e_{21} та навантаження; на протязі другого півперіоду позитивний потенціал має анод тиристора VS2, струм тече через півобмотку трансформатора з ЕРС e_{22} , тиристор VS2 та через навантаження у тому ж напрямку, що і в перший півперіод.

Таким чином, на відміну від однофазного однопівперіодного випрямляча в однофазному випрямлячі з середньою точкою випрямлений струм у навантаженні протікає двічі за період в одному і тому ж самому напрямку. При цьому магніторушійні сили (МРС), що зумовлені постійними складовими струмів вторинних обмоток $w_2 I_d / 2$, направлені зустрічно. В ньому, на відміну від однофазного однопівперіодного випрямляча, відсутнє вимушене намагнічування осердя трансформатора тому, що струми в двох вторинних обмотках мають протилежні напрямки.

Електричні параметри схеми визначають таким же чином, як і в однопівперіодному випрямлячі. Основні параметри ідеального випрямляча, тобто випрямляча без втрат ($r_a = 0$, $L_a = 0$), при $\alpha = 0$ і $\alpha \neq 0$ наведені у табл. 1.1 та табл. 1.2.

Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 2 E_2 I_2 = 1,73 P_d, \quad (1.24)$$

де $m_2 = 2$ — кількість фаз вторинної обмотки.

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 E_1 I_1 = 1,23 P_d. \quad (1.25)$$

У вторинній обмотці через наявність вентилів струм несинусоїдальний, що обумовлює появу потужності спотворення. У первинній обмотці струм синусоїдальний, і потужності спотворення немає. Тому $S_2 > S_1$.

Розрахункова (типова) потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,48 P_d \quad (1.26)$$

менша, ніж у попередній схемі.

На рис. 1.3,з наведені часові діаграми напруг і струмів ідеальної ($r_a = 0$, $L_a = 0$) схеми для довільного значення кута керування α , що визначається положенням керуючих імпульсів тиристорів $u_{\text{кер}1}$ і $u_{\text{кер}2}$ по відношенню до ЕРС півобмоток e_{21} і e_{22} . Середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (1.27)$$

Для некерованого режиму ($\alpha = 0$) $U_{d0} = \frac{2E_{2m}}{\pi}$, тому при $\alpha \neq 0$

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (1.28)$$

Одержаний вираз являє собою регульовальну характеристику випрямляча $U_{d\alpha} = f(\alpha)$. Для режиму $\alpha \neq 0$ середнє значення випрямленої напруги дорівнює нулю при $\alpha = \pi$.

На відміну від некерованого режиму в схемі напруга на тиристорі на інтервалі α перед відкриттям має позитивні значення, які дорівнюють e_{21} або e_{22} . Пряма напруга на тиристорі буде максимальною та дорівнюватиме E_{2m} при $\alpha \geq \pi/2$.

Зворотна напруга на тиристорі після переходу через нуль на інтервалі α визначається негативним значенням анодної ЕРС того ж тиристора. З моменту вступу в роботу наступного тиристора зворотна напруга визначається результируючою ЕРС ($e_{21} - e_{22}$) вторинної обмотки трансформатора. Зворотна напруга на тиристорі буде максимальною та дорівнюватиме $2E_{2m}$ при $\alpha \leq \pi/2$.

При $\alpha \neq 0$ струм у навантаженні переривчастий (див. рис. 1.3,з).

Середнє значення випрямленого струму

$$I_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{r_d} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (1.29)$$

Середнє значення струму тиристора

$$I_a = I_{d\alpha} / m_2 = I_{d\alpha} / 2. \quad (1.30)$$

Діюче значення струму тиристора (або вторинної півобмотки трансформатора)

$$I_{ад} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a^2 d\vartheta} = K_{\phi} I_a, \quad (1.31)$$

де $K_{\phi} = I_{ад} / I_a$ — коефіцієнт форми кривої струму;

$$K_{\phi} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right)}}{1 + \cos \alpha}. \quad (1.32)$$

Однофазний мостовий випрямляч. Однофазний мостовий випрямляч (рис. 1.4,а) складається з двохомоткового трансформатора TV та комплексу тиристорів $VS1, VS2, VS3, VS4$. Змінна напруга підводиться до однієї діагоналі моста, а навантаження під'єднується до другої його діагоналі — між точкою з'єднання катодів двох тиристорів, утворюючих катодну групу ($VS1, VS3$), та точкою з'єднання анодів двох тиристорів, утворюючих анодну групу ($VS2, VS4$). Тиристиори пропускають струм попарно: $VS1, VS4$ і $VS2, VS3$; вони з'єднані між собою та навантаженням послідовно. У схемі може пропускати струм та пара тиристорів, в якій анод тиристора катодної групи ($VS1$ або $VS3$) має позитивний потенціал, а катод тиристора анодної групи ($VS2$ або $VS4$) — негативний потенціал. Так, наприклад, при позитивній півхвилі ЕРС e_2 анод тиристора $VS1$ буде мати позитивний потенціал, а катод тиристора $VS4$ — негативний, тобто в цьому випадку при надходженні від системи керування відкриваючих імпульсів тиристиори $VS1$ та $VS4$ пропускають електричний струм (рис. 1.4,б). На протязі негативної півхвилі ЕРС e_2 катод тиристора $VS2$ має, негативний потенціал, анод тиристора $VS3$ — позитивний, тому струм при наявності керуючих імпульсів пропускають тиристиори $VS2$ і $VS3$.

Часові діаграми напруг і струмів ідеального ($r_a = 0, L_a = 0$) мостового випрямляча для довільного значення кута керування α наведені на рис. 1.4,б, в (розглядаємо алгоритм симетричного керування, коли на тиристиори надходять імпульси керування із затримкою на кут α відносно моментів природної комутації — переходу ЕРС вторинної обмотки трансформатора через нуль). З часових діаграм видно, що струм у нава-

нтаженні протікає на протязі обох півперіодів змінної напруги, а у вторинній обмотці трансформатора — двічі за період (схема двотактна) і при $\alpha=0$ має форму синусоїди. Струм у первинній обмотці також синусоїдальний.

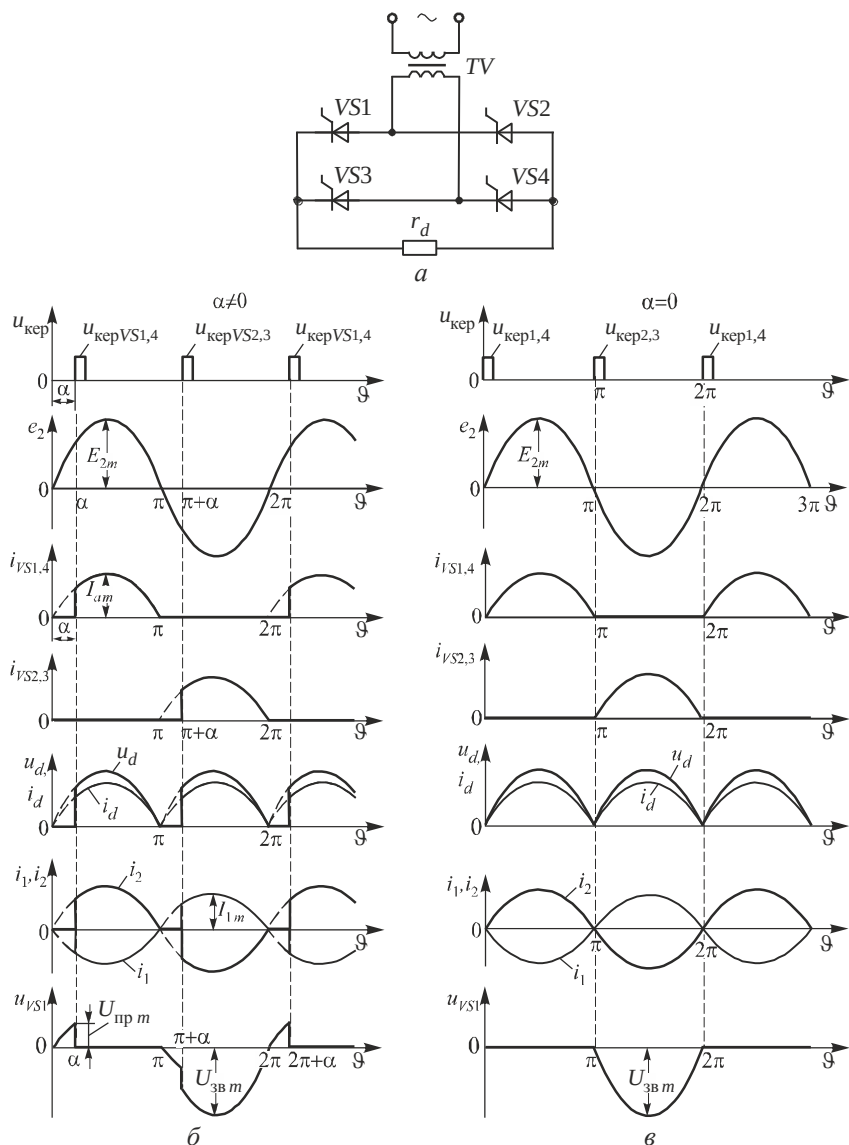


Рис. 1.4

Середнє значення випрямленої напруги таке ж, як і в однофазному випрямлячі з середньою точкою, і визначається виразами (1.27) та (1.28).

Зворотна напруга на тиристорі при $\alpha = 0$ повторює форму кривої ЕРС e_2 і її максимальне значення дорівнює амплітудному значенню ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$U_{зм} = \sqrt{2}E_2 = \pi U_{d0}/2.$$

На відміну від некерованого режиму ($\alpha = 0$) напруга на тиристорі u_{VS1} на інтервалі α перед відкриттям має позитивне значення (рис. 1.4,б). Напруга на тиристорах, коли всі вони закриті (інтервал $0 \div \alpha$), дорівнює половині ЕРС вторинної обмотки трансформатора і по відношенню до анода, наприклад, тиристора $VS1$, позитивна; на інтервалі $\alpha \div \pi$ через тиристор $VS1$ тече струм і напруга на ньому дорівнює нулю; на інтервалі $\pi \div (\pi + \alpha)$ всі тиристори закриті і напруга на тиристорі $VS1$ дорівнює половині ЕРС e_2 ; на інтервалі $\vartheta > \pi + \alpha$ відкриваються тиристори $VS2, VS3$ і до тиристора $VS1$ прикладається ЕРС вторинної обмотки трансформатора. Аналогічна за формою і напруга на тиристорі $VS4$.

При $\alpha \neq 0$ зворотна напруга на тиристорі буде максимальна, рівна E_{2m} при $\alpha \leq \pi/2$.

Максимальна пряма напруга на тиристорі

$$U_{прм} = \frac{E_{2m} \sin \beta}{2} = \frac{\pi U_{d0} \sin \alpha}{4}.$$

Середні значення струму навантаження, струму тиристора та діюче значення струму тиристора відповідно визначаються виразами (1.29), (1.30) і (1.31). Зі збільшенням кута керування коефіцієнт форми кривої струму K_ϕ зростає, що необхідно врахувати при розрахунку елементів випрямляча (тиристорів, трансформатора).

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{2} K_\phi I_a = \frac{K_\phi I_{d\alpha}}{\sqrt{2}}. \quad (1.33)$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = K_T I_2 = \frac{K_T K_\Phi I_{d\alpha}}{\sqrt{2}}. \quad (1.34)$$

Розрахункові потужності обмоток трансформатора та типова потужність трансформатора рівні між собою

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = m_1 E_1 I_1 = m_2 E_2 I_2 = \frac{\pi K_\Phi P_d}{8} (1 + \cos \alpha). \quad (1.35)$$

З виразу (1.35) з урахуванням формули (1.32) можна зробити висновки, що при заданій потужності навантаження P_d зі збільшенням кута керування повинна бути вищою потужність трансформатора. Якщо трансформатор вибраний без урахування можливого регулювання, то зі збільшенням α треба зменшувати активну потужність, що віддається в навантаження. Оскільки у вторинній обмотці трансформатора постійна складова струму відсутня, тому нема вимушеного намагнічування осердя трансформатора.

У зв'язку з тим, що при зміні кута керування α відбувається зсув у часі першої гармоніки струму, що споживається з мережі (струму первинної обмотки трансформатора), керований випрямляч споживає з мережі реактивну потужність навіть при чисто активному навантаженні. Коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму живильної мережі $i_{1(1)}$ відносно напруги ЕРС живлення

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{B_{m(1)}}{\sqrt{A_{m(1)}^2 + B_{m(1)}^2}} = \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2}}, \quad (1.36)$$

де $B_{m(1)} = \frac{2I_{1m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \vartheta \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_{1m}}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)$ — амплітуда синусної складової першої гармоніки розкладання в ряд Фур'є струму i_1 ;

$$A_{m(1)} = \frac{2I_{1m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \vartheta \cos \vartheta d\vartheta = -\frac{I_{1m}}{\pi} \sin^2 \alpha \quad \text{— амплітуда косинусної}$$

складової першої гармоніки розкладання в ряд Фур'є струму i_1 .

Діюче значення першої гармоніки струму первинної обмотки трансформатора

$$I_{1(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_{m(1)}^2 + B_{m(1)}^2} = \frac{I_{1m}}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2}. \quad (1.37)$$

Коефіцієнт спотворення струму

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}}. \quad (1.38)$$

Коефіцієнт потужності випрямляча

$$\lambda = \frac{P_{a1}}{S_1} = \nu \cos \varphi_{(1)} = \frac{\sqrt{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}}{\sqrt{\pi}}. \quad (1.39)$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги керованого випрямляча

$$K_{\pi} = \frac{U_{m(q)}}{U_{d\alpha}} = \frac{\sqrt{[U'_{m(q)}]^2 + [U''_{m(q)}]^2}}{U_{d\alpha}} = \frac{2}{q^2 m_{\pi}^2 - 1} \varepsilon_{(q)}, \quad (1.40)$$

де $U'_{m(q)} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \sin qm_{\pi} \vartheta d\vartheta$ — амплітуда синусної складової q -ї гармоніки розкладання в ряд Фур'є випрямленої напруги;

$U''_{m(q)} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \cos qm_{\pi} \vartheta d\vartheta$ — амплітуда косинусної складової q -ї гармоніки розкладання в ряд Фур'є випрямленої напруги; $\varepsilon_{(q)}$ —

коефіцієнт, що залежить від кута керування,

$$\varepsilon_{(q)} = \sqrt{1 + \frac{q^2 m_{\pi}^2 \sin^2 \alpha + (qm_{\pi} + 1) \cos(qm_{\pi} - 1)\alpha}{(1 - \cos^2 \alpha)} + \frac{-(qm_{\pi} - 1) \cos(qm_{\pi} + 1)\alpha - 2 \cos \alpha}{(1 - \cos^2 \alpha)}}. \quad (1.41)$$

Коефіцієнт пульсацій першої (основної) гармоніки випрямленої напруги

$$K_{п(1)} = \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}. \quad (1.42)$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги некерованого випрямляча можна одержати з (1.40) при $\alpha = 0$

$$K_{п(q)} = \frac{2}{q^2 m_{п}^2 - 1}. \quad (1.43)$$

При $\alpha = 0$ $K_{п(1)} = \frac{2}{3} \approx 0,67$.

Зовнішньою (вихідною) характеристикою називають залежність середнього значення напруги на навантаженні від середнього значення струму навантаження $U_d = f(I_d)$. У зв'язку з тим, що однофазні схеми, як правило, використовуються на високоомні навантаження, на величину вихідної напруги малопотужних випрямлячів виявляють вплив в основному активні втрати. Еквівалентну схему заміщення випрямляча можна зобразити як джерело напруги U_{d0} з послідовним ввімкненням опорів втрат $r = r_a + r_{пп} + r_d$ (опір трансформатора, підвідних проводів та диференціальний опір діода) та джерела, що характеризує спад напруги на вентилях у провідному стані $n\Delta U_{до}$ (рис. 1.5,а), де n — число послідовно ввімкнених вентилів, які одночасно проводять струм, $\Delta U_{до}$ — напруга відсічки прямої ВАХ вентиля.

Зі схеми заміщення видно, що

$$U_d = U_{d0} - I_d r - n\Delta U_{до}.$$

Це рівняння описує зовнішню характеристику випрямляча, що працює на активне навантаження (рис. 1.5,б)

Основні параметри випрямляча наведені у табл. 1.1 та табл. 1.2.

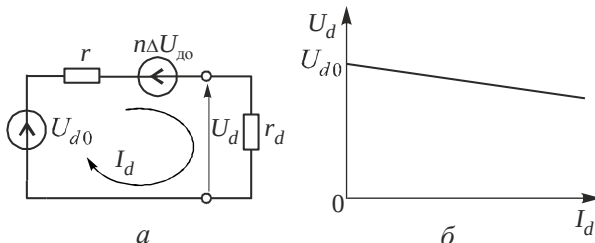


Рис. 1.5
30

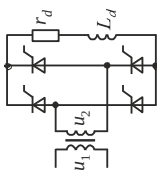
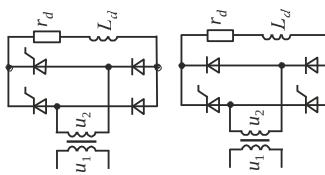
Таблиця 1.1

Основні параметри схем некерованих випрямлячів

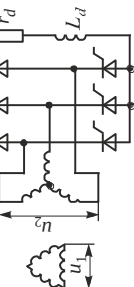
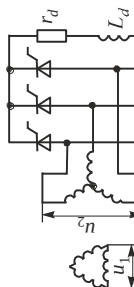
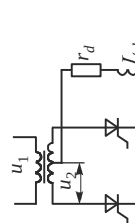
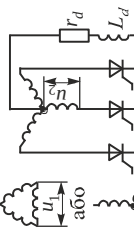
Схема випрямляча	Реакція навантаження	Трансформатор						Вентилі			Навантаження		
		$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{K_T I_d}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{з\max}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_{ад}}{I_d}$	m_n	f_1	$K_{н(1)}$
Однофазна мостова	активна	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,5	0,785	2	100	0,667
	індуктивна	1,11	1	1	1,11	1,11	1,11	1,57	0,5	0,71	2	100	0,667
	ємнісна	0,71	1,63	1,63	1,51	1,51	1,51	1,32	0,5	1,15	2	100	—
Однофазна двоперіодна з нульовим виводом	активна	1,11	0,785	1,11	1,23	1,73	1,48	3,14	0,5	0,785	2	100	0,667
	індуктивна	1,11	0,707	1	1,11	1,57	1,34	3,14	0,5	0,71	2	100	0,667
	ємнісна	0,93	1,15	1,63	1,51	2,14	1,83	2,63	0,5	1,15	2	100	—
Однофазна симетрична схема подвоєння напруги	ємнісна	0,35	2,95	2,95	1,57	1,5	1,57	1	1	2,09	2	100	—
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора )	індуктивна	0,427	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,333	0,58	6	300	0,057
	ємнісна	0,41	0,92	0,92	1,28	1,28	1,28	1	0,333	0,65	6	300	—
	індуктивна	0,74	0,47	0,47	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	0,58	6	300	0,057
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора )	індуктивна	0,71	0,53	0,53	1,28	1,28	1,28	1	0,33	0,65	6	300	—
	ємнісна	0,855	0,583	0,476	1,22	1,48	1,35	2,11	0,33	0,59	3	150	0,25
	активна	0,855	0,58	0,47	1,21	1,48	1,35	2,1	0,33	0,58	3	150	0,25
Трифазна з нульовим виводом	індуктивна	0,71	0,8	0,77	2,06	2,1	2,08	2	0,33	0,8	3	150	—
	ємнісна	0,855	0,29	0,405	1,05	1,48	1,26	2,1	0,167	0,29	6	300	0,057
Подвійна трифазна зі зрівнювальним реактором	індуктивна	0,855	0,29	0,405	1,05	1,48	1,26	2,1	0,167	0,29	6	300	0,057

Співвідношення U , I та P у перетворювачах

Таблиця 1.2

Назва схеми	Схеми	Активне навантаження		Індуктивне навантаження (безперервний режим)	$\frac{U_{d0}}{U^2}$	$\frac{U_{зв}}{U_{d0}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{S_r}{P_d}$
		безперервний режим	переривчастий режим						
Однофазна симетрична мостова		$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{d0} \cos \alpha$	0,9	1,57	0,5	1,0	1,11
		$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$			0,9	1,57	0,5	1,0	1,11
Однофазна несиметрична мостова		$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$			0,9	1,57	0,5	1,0	1,11
		$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$			0,9	1,57	0,5	1,0	1,11

Продовження табл. 1.2

Трифазна симетрична мостова		$U_{d0} \cos \alpha$ при $\alpha < \pi/3$	$U_{d0} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right) \right]$ при $\alpha > \pi/3$	$U_{d0} \cos \alpha$	1,35	0,5	0,82	1,045
Трифазна несиметрична мостова		$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$			1,35	0,33	0,82	1,045
Однофазна двоперіодна з середньою точкою		$U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{d0} \cos \alpha$	0,9	3,14	0,5	1,34
Трифазна з середньою точкою		$U_{d0} \cos \alpha$ при $\alpha < \pi/6$	$\frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right]$ при $\alpha > \pi/6$	$U_{d0} \cos \alpha$	1,17	2,09	0,33	1,35
					1,17	2,09	0,33	1,46

Порівнюючи однофазні схеми випрямлення з середньою точкою та мостову, можна зробити наступні висновки:

- у мостовій схемі трансформатор має одну вторинну обмотку (принципово схема може працювати без трансформатора) на відміну від схеми з середньою точкою, у склад якої входять дві вторинні обмотки;
- переріз магнітопроводу трансформатора у мостовій схемі менший, тому що типова потужність трансформатора менша, ніж у схемі з середньою точкою;
- у мостовій схемі використовуються чотири вентиля, тоді як у схемі з середньою точкою два, що призводить при протіканні випрямленого струму через два послідовно з'єднаних вентиля до подвійного спаду напруги та потужності у вентилях, а, отже, і зниженню ККД випрямляча при низьких значеннях вихідної напруги;
- використання вентилів за зворотною напругою в мостовій схемі в два рази краще, ніж в схемі з середньою точкою;
- у мостовій схемі до вентилів прикладається зворотна напруга в два рази менша, ніж у схемі з середньою точкою (при рівних напругах на навантаженні);
- струм вторинної обмотки трансформатора в мостовій схемі більший за струм у схемі з середньою точкою. Тому вторинна обмотка повинна намотуватися більш товстим проводом.

Мостова схема випрямляча одержала найбільше розповсюдження в малопотужних випрямлячах, які живляться від однофазної мережі змінного струму, при середніх значеннях випрямленої напруги і особливо при високих. Схема з середньою точкою знаходить застосування при низьких вихідних напругах.

1.2.2. Згладжувальні фільтри

Згладжувальні фільтри застосовуються для згладжування пульсацій випрямленої напруги до такого рівня, який забезпечує нормальні умови роботи споживачів постійного струму. Оцінку згладжу

вальної дії фільтра звичайно проводять за величиною його коефіцієнта згладжування.

Коефіцієнт згладжування за гармонікою пульсації q дорівнює відношенню коефіцієнта пульсацій на вході фільтра $K'_{п(q)}$ до коефіцієнта

пульсацій на його виході $K_{п(q)}$ для тієї ж гармоніки q

$$K_{зг(q)} = K'_{п(q)} / K_{п(q)} . \quad (1.44)$$

Як правило коефіцієнт пульсацій визначають за основною (першою) гармонікою. Коефіцієнт згладжування для основної гармоніки в розгорнутому вигляді

$$K_{зг} = \frac{U'_{m(1)}}{U'_d} \cdot \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{U_d}{U'_d} \frac{U'_{m(1)}}{U_{m(1)}} = \chi K_{\phi} , \quad (1.45)$$

де $U'_{m(1)}$, U'_d та $U_{m(1)}$, U_d — амплітуди основної гармоніки пульсацій та постійні складові напруги на вході та виході фільтра; $U_d / U'_d = \chi$ — коефіцієнт передачі постійної складової з входу фільтра до його виходу, який характеризує втрати напруги у фільтрі; $U'_{m(1)} / U_{m(1)} = K_{\phi}$ — коефіцієнт фільтрації (згасання), який показує у скільки разів зменшується амплітуда пульсацій основної гармоніки на виході фільтра у порівнянні з амплітудою пульсації на його вході.

Величина коефіцієнта передавання для ідеальних фільтрів, у яких відсутні втрати, $\chi = 1$, для фільтрів випрямлячів великої потужності $\chi \approx 0,99$, малої потужності $0,91 \div 0,95$. Якщо не враховувати втрати у фільтрі, то коефіцієнт згладжування дорівнює коефіцієнту фільтрації

$$K_{зг} \approx U'_{m(1)} / U_{m(1)} = K_{\phi} . \quad (1.46)$$

Вираз (1.46) для коефіцієнта згладжування є найбільш загальним. Він дійсний для розрахунку фільтрів як керованих, так і некерованих випрямлячів.

Величина коефіцієнта пульсацій на навантаженні (виході фільтра) визначається умовами експлуатації і для різних споживачів електричної енергії буде різною. Так, наприклад, для мікрофонних кіл допустимий $K_{п(1)} = 10^{-7}$, для електронно-променевих трубок $K_{п(1)} = 5 \cdot 10^{-3}$, для потужних підсилювачів низької частоти $K_{п(1)} = 3 \cdot 10^{-2}$.

Коефіцієнт пульсацій на вході фільтра $K'_{п(1)}$ залежить від вибраної схеми випрямлення і для некерованих випрямлячів залежно від періодичності вихідної напруги визначається з виразу

$$K'_{п(1)} = 2 / (m_{п}^2 - 1). \quad (1.47)$$

Гармонічний склад вихідної напруги випрямляча залежить від періодичності випрямленої напруги $m_{п}$. У кривій вихідної напруги u_d будь-якого m - фазного випрямляча присутні гармоніки з частотою

$$f_{(q)} = q m_{п} f_{м}, \quad (1.48)$$

де $f_{м}$ — частота живильної мережі.

Подальший розрахунок фільтра зводиться до визначення параметрів фільтра при відомій величині його K_{ϕ} , який для некерованих випрямлячів розраховується за формулою

$$K_{\phi} \cong \frac{2}{(m_{п}^2 - 1) K_{п(1)}}. \quad (1.49)$$

Аби суттєво не погіршувати режим роботи випрямляча як в установленому, так і в перехідному режимах, треба правильно вибрати схему фільтра та параметри його елементів. Так, наприклад, у потужних випрямлячах не рекомендується використовувати фільтри, на вході яких стоїть ємність, оскільки це погіршує форму струмів у вентиліях і обмотках трансформатора. Це призводить до збільшення втрат у них і підвищенню встановленої потужності, а також до погіршення гармонічного складу струму, який споживається від живильної мережі. І навпаки, для випрямлячів малої потужності, де одним з найважливіших параметрів є масо-габаритні показники, ємнісні фільтри мають широке застосування.

Простий індуктивний фільтр (рис. 1.6,а) складається з дроселя L_d , який ввімкнений послідовно з опором навантаження r_d . Через те, що активний опір обмотки дроселя r_L набагато менший за опір навантаження r_d , постійна складова напруги на виході випрямляча U_d буде дорівнювати середньому значенню напруги на навантаженні. Тоді, як змінна складова вихідної напруги випрямляча поділиться пропорційно між опором дроселя ($x_L = \omega_{п} L_d = 2\pi m_{п} f_{м} L_d$) та опором навантаження r_d .

Коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = K_{\phi} = \frac{U'_{m(1)}}{U_{m(1)}} = \frac{I_{m(1)} z_1}{I_{m(1)} r_d} = \frac{\sqrt{r_d^2 + (m_{\pi} \omega_M L_d)^2}}{r_d}, \quad (1.50)$$

де $z_1 = \sqrt{r_d^2 + (m_{\pi} \omega_M L_d)^2}$.

З (1.50) випливає

$$L_d = \frac{r_d \sqrt{K_{зг}^2 - 1}}{2\pi m_{\pi} f_M}. \quad (1.51)$$

З виразу (1.51) видно, що необхідна величина індуктивності дроселя пропорційна опорі навантаження. Тому простий індуктивний фільтр доцільно застосовувати при низькоомному (сильно струмовому) навантаженні.

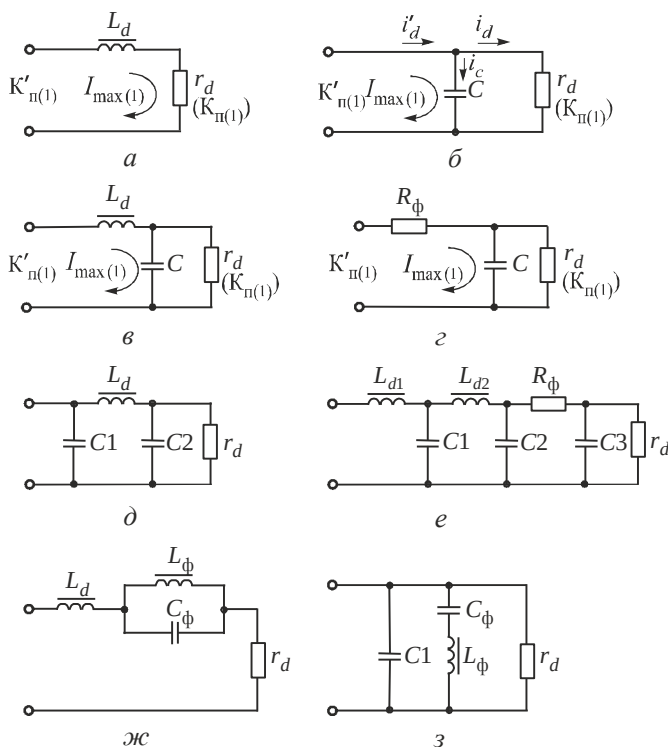


Рис. 1.6

Простий ємнісний фільтр (рис. 1.6,б) складається з конденсатора C , ввімкненого паралельно навантаженню r_d .

У чистому вигляді ємнісний фільтр існувати не може, тому що струм заряду конденсатора нічим обмежуватися не буде, і вентилі випрямляча будуть виходити з ладу. Тому при роботі випрямляча з простим ємнісним фільтром повинен урахуватися внутрішній опір

випрямляча, тобто опір втрат, у склад якого входять опори вентилів і активний опір обмоток трансформатора $r = r_d + r_a$. У малопотужних трансформаторах $r_a = (0,04 \dots 0,06)r_d$.

Якщо опір навантаження r_d значно більший за ємнісний опір конденсатора для основної гармоніки, то можна вважати, що змінна складова струму вентиля дорівнює струму конденсатора, а постійна складова — струму навантаження.

Для однофазного однопівперіодного випрямляча (рис. 1.2,а, 1.24,а) за умови, що $C \rightarrow \infty$, струм вентиля визначається з рівняння

$$i'_d = i_a = \frac{e_2 - u_C}{r} = \frac{E_{2m}}{r} (\cos \vartheta - \cos \theta), \quad (1.52)$$

$e_2 = E_{2m} \cos \vartheta$, $u_C = E_{2m} \cos \theta$, θ — кут відсікання.

Струм у навантаженні визначається як середнє значення струму вентиля

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{E_{2m}}{r} (\cos \vartheta - \cos \theta) d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

Амплітуда основної (першої) гармоніки струму вентиля

$$I'_{m(1)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i'_d \cos \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi r} (\theta - \sin \theta \cos \theta).$$

Таким чином,

$$\frac{I'_{m(1)}}{I_d} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}.$$

Малопотужні випрямлячі звичайно працюють у режимах, коли кут відсікання θ не перевищує $\pi/6$, тому $I'_{m(1)} \cong 2I_d$. Отже, амплітуда основної гармоніки напруги на конденсаторі і на навантаженні

$$U_{m(1)} = I'_{m(1)} \frac{1}{\omega_M C} \cong \frac{2I_d}{\omega_M C}. \quad (1.53)$$

У виразі (1.53) враховується кінцеве значення ємності конденсатора. Якщо допустимий коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{п(1)} = U_{m(1)} / U_d$, то, враховуючи, що $U_d = r_d I_d$, одержимо вираз, який дозволяє визначити ємність конденсатора для однопівперіодного випрямляча

$$C = \frac{2}{\omega_M K_{п(1)} r_d}. \quad (1.54)$$

При $m_{п} = 2$ (схема з середньою точкою та мостова) середнє значення струму i'_d дорівнює

$$I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

Амплітуда основної гармоніки пульсацій струму конденсатора

$$\begin{aligned} I'_{m(1)} &= \frac{2}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i'_d \cos m_{п} \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\theta} \frac{E_{2m}}{r} (\cos \vartheta - \cos \theta) \cos 2\vartheta d\vartheta = \frac{4}{3} \frac{E_{2m}}{\pi r} \sin^3 \theta. \end{aligned}$$

Відношення $I'_{m(1)} / I_d$ для більшості режимів дорівнює одиниці, тому $I'_{m(1)} \cong I_d$.

Коефіцієнт пульсацій за основною гармонікою ($m_{п} = 2$)

$$K_{п(1)} = \frac{I'_{m(1)} \frac{1}{2\omega_M C}}{I_d r_d} = \frac{1}{2\omega_M C r_d}.$$

При заданому коефіцієнті пульсацій для випрямлячів з $m_{п} = 2$ ємність згладжувального конденсатора

$$C = \frac{1}{2\omega_M K_{п(1)} r_d}. \quad (1.55)$$

У випрямлячах з ємнісним фільтром вентилі та трансформатор працюють у важкому імпульсному режимі. Зовнішня характеристика

«м'яка», тому випрямлена напруга значно змінюється при зміні струму навантаження. При цьому змінюється і коефіцієнт пульсацій. Тому ємнісні фільтри рекомендують застосовувати при постійному навантаженні.

Г- подібні фільтри. Згладжування пульсацій випрямленої напруги здійснюється більш ефективно за допомогою фільтрів, що складаються з Г- або П- подібних ланок. Як елементи цих ланок можуть застосовуватися дроселі, конденсатори, а у випадку малопотужних споживачів і резистори.

LC- фільтр (рис. 1.6,в). Параметри реактивних елементів вибирають таким чином, що $x_L \gg x_C \ll r_d$. У цьому випадку дросель згладжує струм навантаження, а конденсатор шунтує навантаження за змінною складовою. Якщо $z_c \ll r_d$ і $r_L \ll r_d$, то $U'_d \cong U_d$ і

$$K_{зг} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{I_{m(1)} z_1}{I_{m(1)} z_c}, \quad z_1 = jm_{п} \omega_m L + \frac{1}{jm_{п} \omega_m C},$$

$$K_{зг} = \left| \frac{jm_{п} \omega_m L + \frac{1}{jm_{п} \omega_m C}}{\frac{1}{jm_{п} \omega_m C}} \right| = \left| 1 - m_{п}^2 \omega_m^2 LC \right| \cong m_{п}^2 \omega_m^2 LC,$$

$$LC = \frac{K_{зг}}{m_{п}^2 \omega_m^2}. \quad (1.56)$$

Як впливає з одержаного співвідношення (1.56), коефіцієнт згладжування фільтра залежить від добутку LC . Кожний з цих компонентів може вибиратися з різних міркувань: оптимальних габаритів, мінімальної ціни компонентів і т.п. Якщо C брати у мікрофарадах, L — у генрі і враховувати, що для живильної мережі з частотою $f_m = 50$ Гц і $\omega_m = 314$ рад/с, то одержимо одну з основних розрахункових формул

$$LC = 10 K_{зг} / m_{п}^2. \quad (1.57)$$

Величина індуктивності дроселя L визначається з умови забезпечення безперервності струму в дроселі. Для цього потрібно, щоб амплітуда змінної складової струму $I_{\max(1)}$ була менше мінімального серед-

нього значення струму I_d (вихідного струму випрямляча), тобто $I_{\max(1)} \leq I_{d \min}$;

$I_{\max(1)} \cong U_{m(1)} / (m_{\pi} \omega_m L)$ (тому що на практиці $x_L \gg x_C$);
 $I_{d \min} = U_d / r_{d \max}$. Тому для некерованих випрямлячів одержимо

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{U_{m(1)} r_{d \max}}{U_d m_{\pi} \omega_m} = \frac{K_{\pi(1)} r_{d \max}}{m_{\pi} \omega_m}.$$

Ураховуючи вираз (1.47), одержуємо

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{2r_{d \max}}{m_{\pi} (m_{\pi}^2 - 1) 2\pi f_m} = \frac{r_{d \max}}{m_{\pi} (m_{\pi}^2 - 1) \pi f_m}. \quad (1.58)$$

Визначивши з (1.58) значення $L_{\text{кр}}$, потім згідно (1.57) визначають ємність конденсатора C .

LC - фільтр володіє найбільшим коефіцієнтом згладжування з усіх одноланкових фільтрів ($K_{\text{зг}} = 70 \div 80$).

RC - фільтр (рис. 1.6,з) використовується в малопотужних випрямлячах при струмах $I_d < 10 \text{ мА}$. Коефіцієнт передавання постійної складової з входу фільтра до виходу

$$\chi = U_d / U'_d = r_d / (r_d + R_{\phi}), R_{\phi} = \frac{1 - \chi}{\chi}.$$

Коефіцієнт згладжування RC - фільтра

$$K_{\text{зг}} = K'_{\pi(1)} / K_{\pi(1)} = \frac{U'_{m(1)}}{U_{m(1)}} \cdot \frac{U_d}{U'_d} = \chi \frac{I'_{m(1)} z_1}{I_{m(1)} z_2} \cong \chi m_{\pi} \omega_m C R_{\phi}, \quad (1.59)$$

де $z_1 = \sqrt{R_{\phi}^2 + x_C^2} = \sqrt{R_{\phi}^2 + 1/(m_{\pi} \omega_m C)^2}$, $z_2 \cong x_C = 1/(m_{\pi} \omega_m C)$ (тому що $x_C \ll r_d$).

З виразу (1.59) одержуємо

$$C = K_{\text{зг}} / (\chi m_{\pi} \omega_m R_{\phi}) = K_{\text{зг}} / [(1 - \chi) m_{\pi} \omega_m r_d]. \quad (1.60)$$

Величина опору R_{ϕ} вибирається з умови забезпечення коефіцієнта передавання за постійним струмом $\chi = 0,75 \div 0,9$.

RC - фільтр застосовується при високоомному навантаженні, тому що на активному опорі R_{ϕ} має місце втрата потужності від постійної

складової струму навантаження. Такі фільтри забезпечують величину коефіцієнта згладжування до $20 \div 30$.

Для одержання великих коефіцієнтів згладжування ($K_{зг} > 100$) використовують складні багатоланкові фільтри. Результуючий коефіцієнт згладжування $K_{зг\Sigma}$ дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування окремих ланок

$$K_{зг\Sigma} = K_{зг1} \cdot K_{зг2} \cdot K_{зг3} \cdot \dots \cdot K_{згn}. \quad (1.61)$$

Якщо елементи усіх ланок однакові, то

$$K_{зг\Sigma} = K_{зг}^n. \quad (1.62)$$

П- подібний фільтр (рис. 1.6,д). Розрахунок П- подібного фільтра проводять таким чином. Якщо заданий коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{п(1)}$ і вибрано схему випрямляча ($m_{п}$), то спочатку задаються коефіцієнтом пульсацій на вході першої ланки $K'_{п(1)}$ і обчислюють ємність $C1$ за формулами (1.54), (1.55). При цьому коефіцієнт $K'_{п(1)}$ рекомендують брати не меншим за 0,02, інакше ємність $C1$ буде занадто великою, і не більше ніж 0,1, інакше конденсатор з ємністю $C1$ буде сильно спотворювати форму випрямленого струму. Потім визначають коефіцієнт згладжування Г- подібної ланки

$$K_{зг} = K'_{п(1)} / K_{п(1)}.$$

Вважаючи, що $K_{зг} \cong K_{ф}$, визначають величину LC_2

$$LC_2 = K_{зг} / \left((m_{п}^2 \omega_M^2) \right).$$

Потім обчислюють амплітуду пульсацій напруги на вході фільтра, вважаючи, що $U'_d \cong U_d$ (фільтр без втрат),

$$U'_{m(1)} = K'_{п(1)} U_d.$$

З умови безперервності струму дроселя визначають індуктивність дроселя

$$L > \frac{U'_{m(1)} r_{d \max}}{U_d m_{п} \omega_M}.$$

Після цього визначають ємність конденсатора $C2$.

Аналогічно розраховують П- подібний фільтр для малопотужних споживачів, для яких замість LC -фільтра застосовують RC Г-подібний фільтр.

На рис. 1.6,е наведений триланковий фільтр, що складається з двох LC - фільтрів і одного RC - фільтра.

Резонансні фільтри забезпечують високі коефіцієнти згладжування.

У фільтрі «пробці» (рис. 1.6,ж) використовується паралельний резонансний контур $L_{\Phi}C_{\Phi}$, що настраюється на частоту найбільш низькочастотної гармоніки. Тут має місце резонанс струмів, при якому опір контуру для струмів резонансної частоти наближається до нескінченності. Звичайно вмикають декілька резонансних контурів (два, три). Для усунення високочастотних гармонік використовують простий фільтр L_d .

Резонансний режекторний (шунтуючий) фільтр (рис. 1.6,з) складається з послідовних резонансних контурів $L_{\Phi}C_{\Phi}$, у яких має місце резонанс напруг. На частоті резонансу опір контуру наближається до нуля та надійно шунтує навантаження для струмів резонансної частоти. Конденсатор C_1 виключає вплив струмів вищих гармонічних складових.

1.2.3. Вплив згладжувальних фільтрів на роботу випрямляча

Ввімкнення згладжувальних фільтрів на виході випрямляча змінює форму струмів і напруг, що діють в схемі і, отже, змінює режим роботи останньої.

Активно-індуктивне навантаження. При ввімкненні індуктивного фільтра у випадку однопівперіодної схеми випрямляча при $\alpha = 0$ (рис. 1.7,а) струм i_d вміщує усталену (вимушену) та вільну складові

$$i_d = i_a = i_2 = I_{a \max} \sin(\vartheta - \varphi) + I_{a \max} e^{-\vartheta/Q} \sin \varphi, \quad (1.63)$$

$$\text{де} \quad I_{a \max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{r_d^2 + (\omega_m L_d)^2}}; \quad Q = \frac{\omega_m L_d}{r_d}; \quad \varphi = \arctg Q.$$

Вентиль пропускає струм на інтервалі $\lambda_{VS} > \pi$ (рис. 1.7, б), тобто і при негативній напрузі на вторинній обмотці трансформатора. Це пояс

нюється тим, що в дроселі L_d на інтервалі $0 \dots \pi$ накопичується електромагнітна енергія. При зменшенні струму навантаження на дроселі виникає ЕРС самоіндукції такої полярності, що потенціал катода вентиля стає більш негативним негативного потенціалу анода. Вентиль проводить струм до тих пір, доки струм навантаження не спаде до нуля. У цьому випадку на виході випрямляча напруга u'_d змінюється так само, як змінюється ЕРС на вторинній обмотці трансформатора e_2 (рис. 1.7,б), і на навантаженні з'являються ділянки негативної напруги. Тривалість протікання струму λ_{VS} залежить від співвідношення активного та індуктивного опорів навантаження. Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda_{VS}} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}(1 - \cos \lambda_{VS})}{2\pi}. \quad (1.64)$$

При $\lambda_{VS} = \pi$ (чисто активне навантаження, $L_d = 0$) $U_{d0} =$

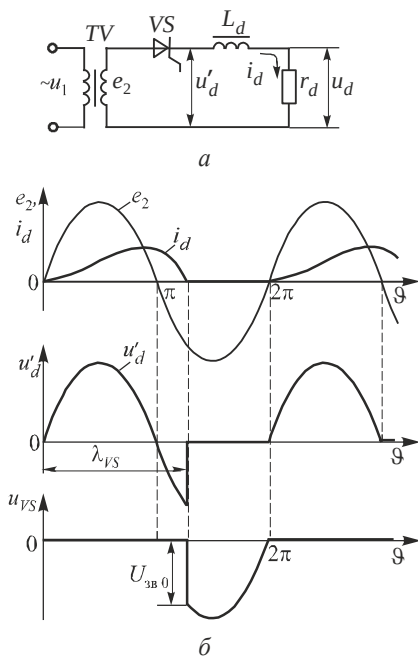


Рис. 1.7

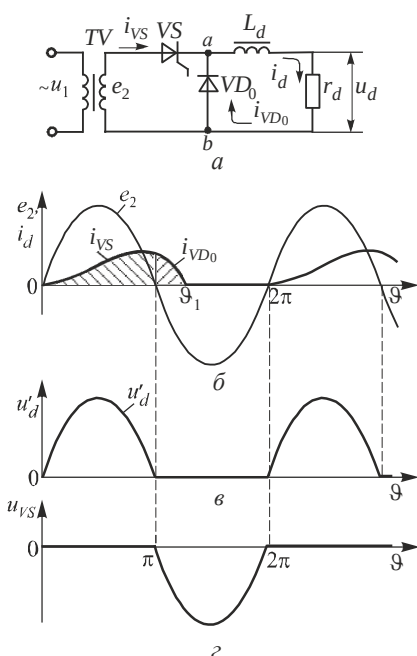


Рис. 1.8

$\sqrt{2}E_2/\pi$; при $\lambda_{VS} = 2\pi$ (чисто індуктивне навантаження, $r_d = 0$) $U_{d0} = 0$. Цей режим відповідає режиму короткого замикання навантаження. Для цього режиму $I_{a \max \text{ кз}} = E_{2m}/(\omega_m L_d)$, $\varphi = \pi/2$, $i_{2 \text{ кз}} = i_{VS} = I_{a \max \text{ кз}} \sin(\vartheta - \frac{\pi}{2}) + I_{a \max \text{ кз}}$. При $\vartheta = \pi$ струм $i_{2 \text{ кз}}$ досягає максимального значення $I_{2 \max \text{ кз}} = 2I_{a \max \text{ кз}}$.

Таким чином, максимальне значення струму у вторинній обмотці трансформатора з урахуванням вентилів у два рази більший за амплітуду усталеного струму у вторинній обмотці трансформатора, до якої підімкнена індуктивність L_d при відсутності вентилів. Таким чином, можна зробити висновок, що режим короткого замикання вторинної обмотки трансформатора у випрямлячах з урахуванням вентилів значно небезпечніший за режим короткого замикання вторинної обмотки трансформатора без вентилів. У потужних випрямлячах в режимі короткого замикання струм швидко зростає до дуже великих значень. Тому треба забезпечувати швидке відімкнення випрямляча від живильної мережі за допомогою спеціальних захисних пристроїв. Для послаблення аварійних струмів при проектуванні трансформаторів для потужних випрямлячів штучно завищують індуктивність розсіювання L_a . Крім того механічне кріплення обмоток і осердя трансформатора мають бути підвищеної міцності, оскільки при аварійних режимах виникають значні електродинамічні зусилля.

Оскільки при $L_d \neq 0$ завжди $\lambda_{VS} > \pi$, середнє значення випрямленої напруги виявляється меншим, ніж при чисто активному навантаженні. Інший недолік пов'язаний з появою стрибка зворотної напруги $U_{зв0}$ на вентилі $U_{зв0} = E_{2m} \sin(\lambda_{VS} - \pi)$, який може викликати пробій вентилів. У напівпровідникових вентилів при протіканні прямого струму у базі накопичуються надлишкові заряди, які не можуть миттєво розсмоктуватися після протікання прямого струму. При великих значеннях $U_{зв0}$ виникає імпульс зворотного струму, обумовлений наявністю надлишкових зарядів, що призводить до перенапруг, які виникають за рахунок ЕРС самоіндукції на паразитних індуктивностях схеми.

Ефективним способом виключення вищеназваних явищ є ввімкнення зворотного (нульового) діода VD_0 (рис. 1.8,а). На інтервалі $0 \dots \pi$ струм навантаження тече через тиристор VS , а діод VD_0 знаходиться під зворотною напругою і струм не проводить. У момент $\vartheta = \pi$ напруга $e_2(\vartheta)$ стає рівною нулю, а потім змінює знак. Потенціал точки a стає більш негативним за потенціал точки b , і діод VD_0 відкривається. Тиристор VS закривається, тому що через відкритий діод VD_0 до нього прикладається напруга $e_2 < 0$. Починаючи з моменту $\vartheta \dots \pi$, струм навантаження тече через нульовий діод VD_0 під дією ЕРС самоіндукції дроселя L_d . Таким чином на інтервалі $\vartheta \dots \pi$ енергія накопичується в дроселі L_d , а на наступному інтервалі $\pi \dots \vartheta_1$ віддається з дроселя L_d у навантаження r_d .

Як видно з рис. 1.8,б введення нульового діода забезпечує також форму випрямленої напруги такою, як і при активному навантаженні (рис. 1.2,б). Крім того, виключаються стрибки зворотної напруги на вентиллях схеми (рис. 1.8,з). Часто індуктивність L_d входить у склад навантаження, наприклад, якщо навантаженням випрямляча є електромагніт або обмотка збудження електромагнітного пристрою. Таке навантаження характеризується великим індуктивним і малим активним опорами.

Роботу однофазного мостового випрямляча (рис. 1.9,а) на активно-індуктивне навантаження розглянемо спочатку при умові, що $L_d = \infty$, $L_a = 0$, $r = 0$, тобто струм у навантаженні не має пульсацій, а перехід струму з однієї пари тиристорів на іншу відбувається миттєво ($\gamma = 0$). Амплітуда струму через тиристор дорівнює середньому значенню випрямленого струму, тобто $I_{a\max} = I_d$. Часові діаграми струмів і напруг для двох випадків: $\alpha \neq 0$ і $\alpha = 0$ (некерований режим) наведені на рис. 1.10 (алгоритм симетричного керування).

На відміну від режиму з активним навантаженням, у цьому режимі крива випрямленої напруги на інтервалі α має негативне значення (рис. 1.10,а). Це пояснюється тим, що енергія магнітного поля дроселя L_d підтримує незмінними струми у тиристорах і після переходу анодної ЕРС через нуль (на інтервалі α). Тому середнє значення

випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (1.65)$$

Вираз (1.65) описує регульовальну характеристику випрямляча. Регульовальна характеристика може бути зображена у відносних одиницях

$$C_p = U_{d\alpha} / U_{d0} = \cos \alpha,$$

де C_p — степінь регулювання випрямленої напруги.

Середнє значення струму тиристора однакове для обох випадків ($\alpha \neq 0$ та $\alpha = 0$)

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d d\vartheta = I_d / 2. \quad (1.66)$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d\vartheta} = I_d. \quad (1.67)$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = K_T I_2 = K_T I_d. \quad (1.68)$$

Типова потужність трансформатора

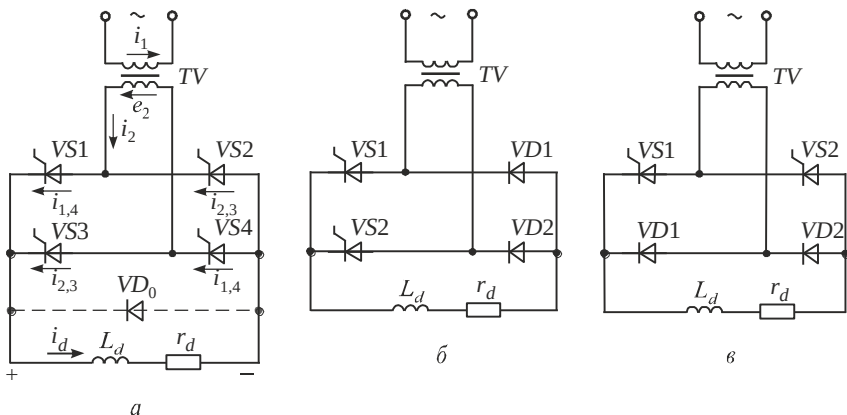


Рис. 1.9

$$S_T = S_1 = S_2 = m_2 E_2 I_2 = \frac{U_{d\alpha} \cdot I_d}{2 E_{2m} \cos \alpha} = 1,11 \frac{P_{d\alpha}}{\cos \alpha} = 1,11 P_{d0}, \quad (1.69)$$

де $P_{d0} = U_{d0} I_d$ (тобто при $\alpha = 0$).

Максимальне значення зворотної напруги на тиристорі

$$U_{3BM} = E_{2m} = \pi U_{d0} / 2. \quad (1.70)$$

Максимальне значення прямої напруги на тиристорі

$$U_{npm} = E_{2m} \sin \alpha = (\pi U_{d0} \sin \alpha) / 2. \quad (1.71)$$

У момент переходу струму з однієї пари тиристорів на іншу (рис. 1.10,а) у кривій зворотної напруги на тиристорі спостерігається стрибок напруги, який може викликати комутаційні перенапруги

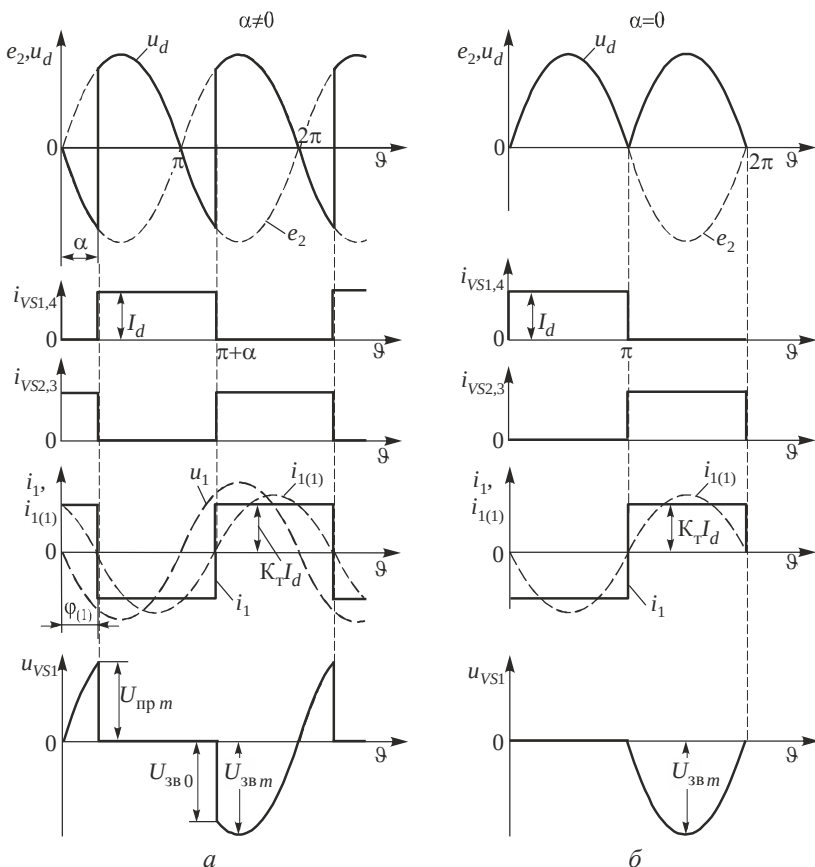


Рис. 1.10

$$U_{3B0} = U_{3Bm} \sin \alpha = (\pi U_{d0} \sin \alpha) / 2.$$

Гармонічний склад кривої струму первинної обмотки трансформатора i_1 (рис. 1.10, а, б) можна представити у вигляді

$$i_{1(q)}(\vartheta) = \frac{4K_T I_d}{\pi} \left(\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots + \frac{1}{q} \sin q\vartheta \right),$$

де $q = km_{\pi} \pm 1$ — порядковий номер гармоніки, присутньої в кривій струму, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, $f(q) = qf_m$. При $m_{\pi} = 2$ $q = 1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots$

З наведеного виразу видно, що крива струму первинної обмотки містить тільки непарні гармоніки, а амплітуда будь-якої гармоніки дорівнює $I_{m(q)} = 4K_T I_d / (q\pi)$.

Коефіцієнт потужності тим нижче, чим більше кут керування α . Це пояснюється тим, що зсув фази основної гармоніки струму первинної обмотки трансформатора по відношенню до напруги мережі зі збільшенням кута α також збільшується. Коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму живильної мережі відносно напруги мережі u_1

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha. \quad (1.72)$$

Діюче значення першої гармоніки струму в первинній обмотці трансформатора

$$I_{1(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_1. \quad (1.73)$$

Коефіцієнт спотворення струму

$$v = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}. \quad (1.74)$$

Коефіцієнт потужності випрямляча

$$\lambda = \left(2\sqrt{2} / \pi \right) \cos \alpha = v C_p. \quad (1.75)$$

Як видно з (1.75) коефіцієнт потужності лінійно залежить від степеня регулювання випрямленої напруги. Це є недоліком випрямляча на керованих вентилях з неповним керуванням (тиристорах). Наявність великої частки вентильного навантаження в електричній мережі загострює для енергетиків проблему підтримки коефіцієнта потужності в мережі на нормативному або оптимальному рівнях (звичайно порядку

0,9). Це робить актуальною задачу побудови вентильних перетворювачів з поліпшеними енергетичними показниками (коефіцієнтом потужності та ККД).

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$K_{п(q)} = \frac{U_{m(q)}}{U_{d\alpha}} = \frac{\sqrt{(U'_{m(1)})^2 + (U''_{m(q)})^2}}{U_{d\alpha}} = \frac{2}{q^2 m_{\pi}^2} \sqrt{1 + q^2 m_{\pi}^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}, \quad (1.76)$$

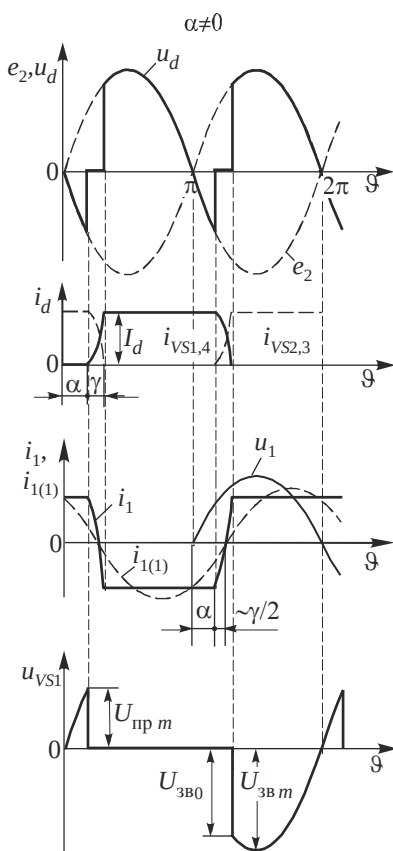
де

$$U'_{m(1)} = E_{2m} \frac{m_{\pi}}{\pi} \int_0^{2\pi/m_{\pi}} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m_{\pi}} + \alpha\right) \sin qm_{\pi} \vartheta d\vartheta;$$

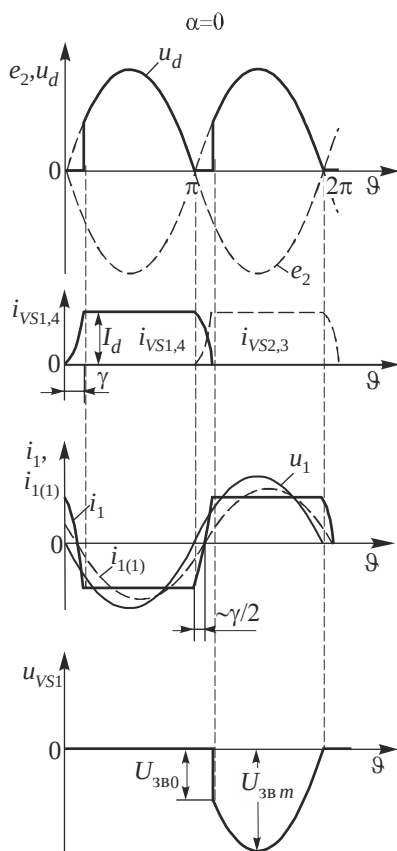
$$U''_{m(1)} = E_{2m} \frac{m_{\pi}}{\pi} \int_0^{2\pi/m_{\pi}} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{m_{\pi}} + \alpha\right) \cos qm_{\pi} \vartheta d\vartheta.$$

Урахування індуктивності L_a , обумовленої потоками розсіювання первинної та вторинної обмоток, призводить до появи кута комутації γ . На рис. 1.11,а, б наведені часові діаграми струмів і напруг для двох випадків: $\alpha \neq 0$ та $\alpha = 0$ при $r = 0$, $L_a \neq 0$ і $L_d = \infty$.

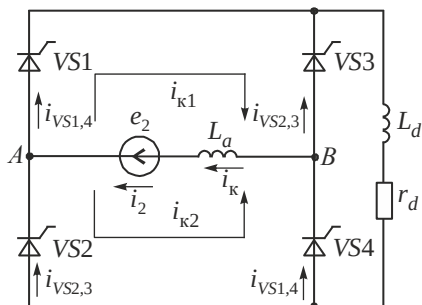
Якщо індуктивність згладжувального дроселя $L_d \rightarrow \infty$, то під час роботи двох пар тиристорів VS1, VS4 і VS2, VS3 в індуктивності L_a (див. рис. 1.9,а) не виникає ЕРС самоіндукції, тому що $i_{VS1,4} = i_{VS2,3} = I_d = \text{const}$, $di_{VS1,4}/dt = 0$, і крива випрямленої напруги співпадає з кривою ЕРС e_2 . Коли закінчують роботу тиристори VS1, VS4 і вступають в роботу тиристори VS2, VS3 в індуктивності L_a виникає ЕРС самоіндукції, яка перешкоджає спаданню струму в тиристорах VS1, VS4 і наростанню в тиристорах VS2, VS3, тобто спостерігається одночасна робота всіх тиристорів (період комутації γ) (рис. 1.11,б). У період комутації γ вторинна обмотка трансформатора виявляється замкненою накоротко чотирма відкритими тиристорами. При цьому миттєве значення випрямленої напруги дорівнює нулю, а у вторинній обмотці трансформатора тече струм короткого замикання i_k . Таким чином, середнє значення напруги на навантаженні зменшується



a



б



б

не тільки за рахунок кута керування α , але й за рахунок кута комутації γ . Середнє значення втрат випрямленої напруги, обумовлених комутацією,

$$\begin{aligned}\Delta U_x &= \frac{m_n}{2\pi} \int_0^\gamma E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha) d\vartheta = \\ &= \frac{m_n E_{2m}}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{E_{2m}}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (1.77)\end{aligned}$$

До моменту початку протікання струму через тиристори VS2 та VS3 (початок комутації) у випрямлячі діють зовнішня ЕРС e_2 і вільна енергія, накопичена в дроселі L_d (енергією, накопиченою в індуктивності L_a , у порівнянні з енергією у згладжувальному дроселі L_d нехтуємо, тому що $L_d \gg L_a$). Розрахунок випрямляча можна провести за допомогою метода накладання дії зовнішнього джерела ЕРС e_2 та ЕРС самоіндукції індуктивності L_d .

При дії ЕРС e_2 вітку навантаження з елементами r_d, L_d можна не враховувати в номінальному режимі, тому що вона володіє значно більшим опором для всіх гармонік пульсуючого струму в порівнянні з віткою, яка вміщує елемент L_a . При такому припущенні струм i_k визначають з рівняння

$$e_2 = x_a \frac{di_k}{d\vartheta}.$$

Так як $e_2 = E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha)$, то розв'язання рівняння в загальному вигляді дає

$$i_k = \frac{E_{2m}}{x_a} \int \sin(\vartheta + \alpha) d\vartheta = -\frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha) + A.$$

Якщо тиристори володіють однаковим прямим опором, то струм короткого замикання вторинної обмотки трансформатора i_k буде ділитися порівну, як показано на еквівалентній схемі випрямляча для інтервалу комутації (рис. 1.11,б; момент відкриття тиристорів VS2, VS3), тобто

$$i_k = i_{k1} + i_{k2}, \quad i_{k1} = i_{k2} = i_k / 2.$$

При дії ЕРС самоіндукції індуктивності L_d струм у колі навантаження $i_{d\text{в}} = I_d$ ($L_d = \infty$). Струми у тиристорах

$$i_{VS1,4\text{в}} = i_{VS2,3\text{в}} = i_{d\text{в}}/2 = I_d/2.$$

З рис. 1.11,в видно, що струми i_{k1} і i_{k2} в одних тиристорах (VS2, VS3) направлені зустрічно струму $i_{VS2,3}$, що веде до зменшення струму цих тиристорів, а в інших тиристорах (VS1, VS4), які вступають в роботу, співпадають зі струмом $i_{VS1,4}$, що веде до зростання струму. Зробивши накладення дій джерел ЕРС, знайдемо функцію зміни струмів у тиристорах у період комутації

$$i_{VS1,4} = i_{VS1,4\text{в}} + i_{k1} = \frac{I_d}{2} - \frac{E_{2m}}{2x_a} \cos(\vartheta + \alpha) + A,$$

$$i_{VS2,3} = i_{VS2,3\text{в}} - i_{k1} = \frac{I_d}{2} + \frac{E_{2m}}{2x_a} \cos(\vartheta + \alpha) - A.$$

У момент початку комутації $\vartheta = 0$, $i_{VS2,3} = 0$, тому

$$A = \frac{E_{2m}}{2x_a} \cos \alpha - \frac{I_d}{2}.$$

Остаточні вирази для струмів у тиристорах у період комутації мають вигляд

$$i_{VS1,4} = \frac{E_{2m}}{2x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)], \quad (1.78)$$

$$i_{VS2,3} = I_d - \frac{E_{2m}}{2x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)]. \quad (1.79)$$

Струм вторинної обмотки i_2 в період комутації визначається різницею анодних струмів у тиристорах, які під'єднані до одних і тих же кінців вторинної обмотки. Різниця тут береться тому, що з відкриттям тиристора VS1 через лівий полюс вторинної обмотки тече не випрямлений струм I_d , який до початку комутації пропускав у цю обмотку тиристор VS2, а на струм i_{VS1} менший, оскільки VS1 та VS2 утворюють наскрізну ділянку провідності. Таким же чином з відкриттям тиристора VS4 не весь струм I_d , що протікав раніше через тиристор VS3,

продовжує віддавати вторинна обмотка. Частина цього струму $i_{VS4} = i_{VS1}$ тече безпосередньо через VS4, який утворює разом з тиристором VS2 наскрізну ділянку провідності для кола випрямленого струму. За різницею струмів $i_{VS2} - i_{VS1}$ в один півперіод комутації та $i_{VS1} - i_{VS2}$ в наступний період побудована крива первинного струму (рис. 1.11, а, б).

У зв'язку з тим, що струм у вторинній (первинній) обмотці зменшується у два рази швидше, чим у тиристорах, струм i_2 (i_1) проходить через нуль приблизно посередині кута комутації ($\gamma/2$). За період комутації струм у вторинній обмотці змінюється від $-I_d$ до $+I_d$. Тому що до кінця комутації $i_{k2} = 2i_{VS1} = I_d$, тривалість комутації γ може бути визначена при підстановці у (1.78) струму $i_{VS1} = I_d/2$ та кута γ замість ϑ .

Кут комутації можна визначити з (1.78), якщо помножити обидві його частини на 2. Це дає

$$\cos\alpha - \cos(\gamma + \alpha) = \frac{x_a I_d}{E_{2m}}. \quad (1.80)$$

Миттєве значення струму в первинній обмотці трансформатора в період комутації

$$i_1 = K_T i_2 = -K_T (i_{VS2} - i_{VS1}) = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos\alpha - \cos(\vartheta + \alpha)] - I_d \quad (1.81)$$

Середнє значення випрямленої напруги (рівняння зовнішньої характеристики випрямляча)

$$U_{d\alpha\gamma} = U_{d\alpha} - \Delta U_x = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos\alpha - \frac{x_a I_d}{\pi} = U_{d0} \cos\alpha - \frac{x_a I_d}{\pi}. \quad (1.82)$$

Якщо прийняти, що в період комутації струми в тиристорах змінюються за лінійним законом, то кут зсуву фаз першої гармоніки струму $i_{1(1)}$ відносно напруги u_1 можна прийняти таким, що дорівнює $\varphi_1 \approx \alpha + \gamma/2$ (рис. 1.11, а). Коефіцієнт потужності випрямляча у цьому випадку

$$\lambda \approx \left(2\sqrt{2}/\pi\right) \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right). \quad (1.83)$$

Струм $i_{1(1)}$ у випрямлячі з урахуванням реальних магнітних полів розсіювання відстає за фазою від напруги живлення. Таким чином, звичайні випрямлячі для зовнішніх джерел живлення являють собою активно-індуктивне навантаження, що сприяє погіршенню коефіцієнта потужності підприємства, на якому встановлений даний випрямляч, тому що він є споживачем реактивної потужності.

Зовнішні характеристики випрямлячів часто подають у відносних одиницях. У цьому випадку найбільш зручно обидві частини рівняння зовнішньої характеристики віднести до величини середнього значення випрямленої напруги при холостому ході U_{d0} . Тоді для випрямляча з будь-якою пульсністю маємо

$$\Delta U_x^* = \frac{m_{\text{п}} x_a}{2\pi} \cdot \frac{I_d}{U_{d0}}; U_{d\alpha\gamma}^* = \frac{U_{d\alpha\gamma}}{U_{d0}} \cos\alpha - \frac{m_{\text{п}} x_a I_d}{2\pi U_{d0}}. \quad (1.84)$$

Одним з найважливіших параметрів трансформатора є напруга його короткого замикання $U_{\text{к}}\%$, яка визначається як відносне значення напруги на первинній обмотці трансформатора при короткому замиканні вторинних обмоток при номінальному струмі. Тому що напруга на трансформаторі в режимі короткого замикання визначається спадом напруги від номінального струму на індуктивностях розсіювання, $U_{\text{к}}\%$ можна виразити наступним чином

$$U_{\text{к}}\% = \frac{x_1 I_{1\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}} \cdot 100\% = \frac{x_a}{K_{\text{Т}}^2} \cdot \frac{I_{1\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}}.$$

Тоді x_a можна визначити як

$$x_a = \frac{U_{\text{к}}\%}{100\%} \cdot \frac{K_{\text{Т}}^2 U_{1\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}}. \quad (1.85)$$

З урахуванням (1.85) спад напруги ΔU_x можна представити у вигляді

$$\Delta U_x^* = \frac{m_{\text{п}}}{2\pi} \cdot \frac{U_{\text{к}}\%}{100\%} \cdot \frac{K_{\text{Т}}^2 U_{1\text{ном}} I_d}{I_{1\text{ном}} U_{d0}}. \quad (1.86)$$

У схемах випрямлення відповідні струми та напруги однозначно взаємопов'язані

$$I_{1\text{ном}} = aK_T I_{d\text{ном}}, U_{1\text{ном}} = U_{d0} / (bK_T);$$

$$m_{\pi} = 2, a = 1,11, b = 0,9;$$

$$m_{\pi} = 3, a = \sqrt{2}/3, b = 1,17;$$

$$m_{\pi} = 6, a = \sqrt{2}/3, b = 2,34.$$

Якщо підставити в (1.86) значення $I_{1\text{ном}}$ та $U_{1\text{ном}}$, одержимо

$$\Delta U_x = \frac{m_{\pi}}{2\pi ab} \cdot \frac{U_{\kappa} \%}{100\%} \cdot \frac{I_d}{I_{d\text{ном}}} = \frac{AU_{\kappa} \%}{100\%} I_d^*, \quad (1.87)$$

де $A = \frac{m_{\pi}}{2\pi ab}$ — відносний коефіцієнт нахилу зовнішньої характеристики; $I_d^* = I_d / I_{d\text{ном}}$.

Тоді зовнішні характеристики випрямляча у відносних одиницях можна зобразити у вигляді

$$U_{d\alpha\gamma}^* = \cos\alpha - \frac{AU_{\kappa} \%}{100\%} I_d^*. \quad (1.88)$$

Коефіцієнт A залежить від схеми випрямлення і складає для однофазного мостового випрямляча 0,35, для трифазного з середньою точкою 0,87, для трифазного мостового 0,5.

Зовнішні характеристики випрямляча (1.88) є прямі лінії для різних значень кута керування α і йдуть паралельно, тому що комутаційний спад напруги ΔU_x від нього не залежить (рис. 1.12).

Вплив індуктивності L_a через процес комутації, на середнє значення випрямленої напруги аналогічний впливу еквівалентного внутрішнього квазіактивного опору $R_{\text{ве}}$

$$R_{\text{ве}} = m_{\pi} x_a / 2\pi. \quad (1.89)$$

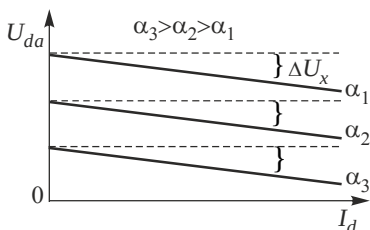


Рис. 1.12

Це дозволяє зобразити випрямляч схемою заміщення, що вміщує генератор постійної напруги величиною $U_{d0} \cos\alpha$ та послідовно ввімкнений з ним квазіактивний опір $R_{\text{ве}}$ (рис. 1.13). Опір називають квазіактивним тому,

що, незважаючи на спад на ньому напруги, рівної ΔU_x , втрат активної потужності на ньому немає, як і не має її в самому комутаційному процесі, обумовленому індуктивністю L_a .

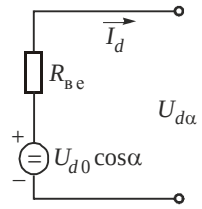


Рис. 1.13

У випрямлячах середньої потужності x_a та r_a сумірні за величиною (див. § 1.1). Тому активні опори в контурі протікання струму в середині випрямляча виявляють такий же вплив, як і квазіактивний внутрішній еквівалентний опір $R_{вe}$. Це дозволяє об'єднати в сумарний внутрішній опір випрямляча R_v активні опори обмоток трансформатора, зведені до вторинної сторони ($r'_1 + r_2$), диференціальний опір вентиля в прямому напрямку r_d , активний опір обмотки згладжувального дроселя вихідного фільтра r_ϕ , а також $R_{вe}$

$$R_v = R_{вe} + r'_1 + r_2 + r_d + r_\phi. \quad (1.90)$$

З урахуванням цього узагальнене рівняння зовнішньої характеристики

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - I_d \left(\frac{m_p x_a}{2\pi} + r'_1 + r_2 + r_d + r_\phi \right) - n \Delta U_{до}, \quad (1.91)$$

де n — число послідовно з'єднаних вентилів, $\Delta U_{до}$ — напруга відсічки прямої ВАХ вентиля.

Якщо значення $\omega_m L_d$ таке, що енергія, яка накопичена в індуктивності L_d на інтервалі, коли $U_d > 0$, виявляється недостатньою для забезпечення протікання струму i_d на протязі половини періоду, то тиристори, що проводять цей струм, закриваються раніше, ніж будуть подані імпульси керування на іншу пару тиристорів, тобто раніше моменту, визначеного кутом α . Такий режим при активно-індуктивному навантаженні називають режимом з переривчастим випрямленим струмом (рис. 1.14,а).

На рис. 1.15 наведені регульовальні характеристики однофазних керованих випрямлячів при активному (1) та активно-індуктивному (2) (струм навантаження безперервний) навантаженнях. Порівнюючи часові діаграми рис. 1.14,а, 1.4,а, 1.10,а, бачимо, що при однакових значен-

нях кута α середнє значення випрямленої напруги в режимі переривчастого струму буде більшим, ніж у режимі з безперервним струмом, завдяки зменшенню площини негативної ділянки в кривій випрямленої напруги, але меншим, ніж при роботі випрямляча на активне навантаження (негативних ділянок немає). Тому в режимах з переривчастим струмом регульовальні характеристики будуть знаходитися між кривими 1 та 2 у заштрихованій області, наведеній на рис. 1.15.

Для однофазного мостового випрямляча часові діаграми випрямлених напруг та струму в колі навантаження на границі безперервності

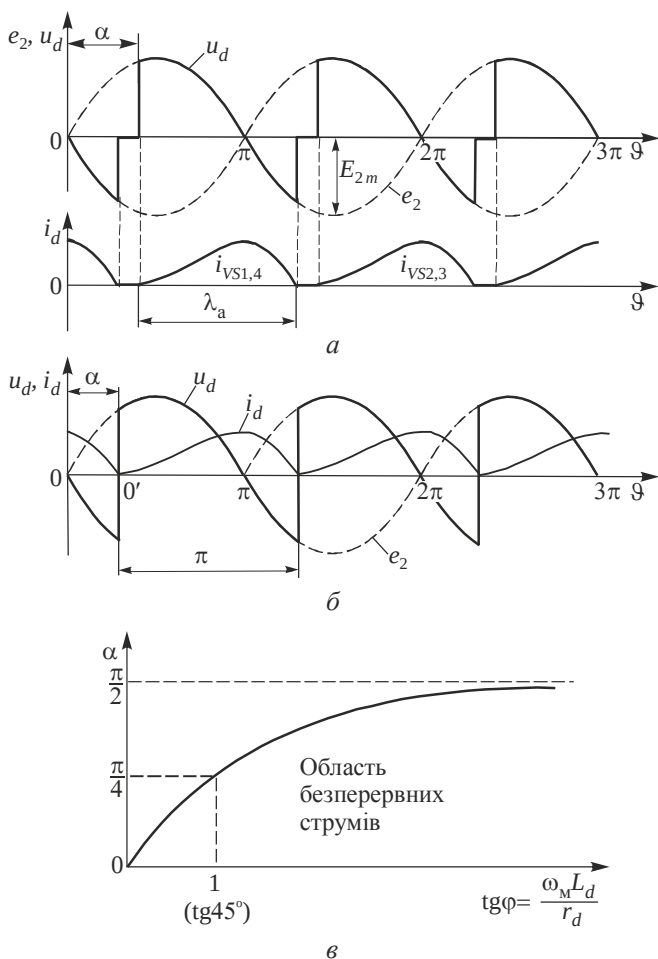


Рис. 1.14

мають вид, показаний на рис. 1.14,б. Визначимо, як обчислюється мінімальна індуктивність дроселя, що забезпечує гранично-безперервний струм у навантаженні. Для розрахунків використаємо метод окремих складових, які обчислюються за допомогою безперервного перетворення Лапласа. Початок координат зсунено в точку $0'$ (рис. 1.14,б).

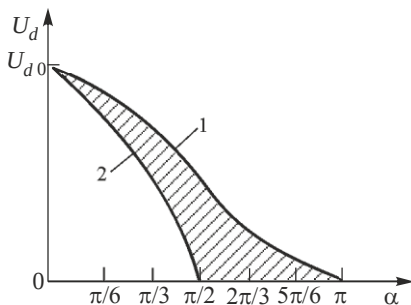


Рис. 1.15

Часову функцію усталеного струму в колі навантаження $i_d(t)$ на інтервалі $0' < \vartheta < \pi$ визначимо як різницю перехідного і вільного струмів

$$i_d(t) = i_{\text{пер}}(t) - i_{\text{в}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{pt} \frac{U_{\text{ан}}(p)}{z_d(p)} dp - \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{pt} \frac{U_{\text{т}}(p)}{z_d(p)} dp \bigg|_{p=-\frac{r_d}{L_d}}, \quad (1.92)$$

де $\frac{U_{\text{ан}}(p)}{z_d(p)}$ і $\frac{U_{\text{т}}(p)}{z_d(p)}$ — відповідно зображення перехідного та вільного струмів у першому півперіоді.

При визначенні перехідного струму аби одержати математичний вираз у замкненому вигляді напругу, що діє на інтервалі $0' < \vartheta < \pi$, подамо в аналітичному вигляді

$$u_{\text{ан}}(\vartheta) = U_m \sin(\vartheta + \alpha). \quad (1.93)$$

Вважаючи $U_m = 1$, зображення функції (1.93) згідно прямому перетворенню Лапласа має вигляд

$$U_{\text{ан}}(p) = U_m \frac{p \sin \alpha + \omega_m \cos \alpha}{p^2 + \omega_m^2}. \quad (1.94)$$

Використовуючи теорему Коші про лишки, визначимо закон зміни перехідного струму з урахуванням того, що $z_d(p) = r_d + pL_d$,

$$i_{\text{пер}}(t) = \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\sqrt{r_d^2 + \omega_m^2 L_d^2}} e^{-\frac{r_d}{L_d} t} + \frac{\sin(\vartheta + \alpha - \varphi)}{\sqrt{r_d^2 + \omega_m^2 L_d^2}}, \quad (1.95)$$

де $\varphi = \arctg \frac{\omega_m L_d}{r_d}$.

Вільну складову струму визначимо звичайним способом, розглядаючи діючу дискретно-безперервну періодичну функцію $u_{\text{т}}(t)$ на інтервалі $0' < \vartheta < \pi$. Згідно прямому перетворенню Лапласа зображення такої періодичної функції

$$\begin{aligned} U_{\text{т}}(p) &= \frac{1}{1 - e^{-p \frac{\pi}{\omega_m}}} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_m}} e^{-pt} \sin(\vartheta + \alpha) dt = \\ &= \frac{\omega_m \cos \alpha + p \sin \alpha}{\left(1 - e^{-p \frac{\pi}{\omega_m}}\right) (\omega_m^2 + p^2)} \left(1 + e^{-p \frac{\pi}{\omega_m}}\right). \end{aligned} \quad (1.96)$$

Відповідно до теореми Коші про остачі (остача одна $p_1 = -r_d/L_d$) знаходимо вільну складову струму

$$i_{\text{в}}(t) = \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\sqrt{r_d^2 + \omega_m^2 L_d^2}} \cdot \frac{1 + e^{\frac{r_d}{L_d} \frac{\pi}{\omega_m}}}{1 - e^{\frac{r_d}{L_d} \frac{\pi}{\omega_m}}} \cdot e^{-\frac{r_d}{L_d} t}. \quad (1.97)$$

Використовуючи вирази (1.95) і (1.97), визначимо усталений струм у першому півперіоді у відносних одиницях

$$\frac{i_d(t)}{I_m} = \sin(\vartheta + \alpha - \varphi) - \sin(\varphi - \alpha) \frac{2e^{\frac{r_d}{L_d} \frac{\pi}{\omega_m}}}{1 - e^{\frac{r_d}{L_d} \frac{\pi}{\omega_m}}} \cdot e^{-\frac{r_d}{L_d} t}, \quad (1.98)$$

де $I_m = 1/\sqrt{r_d^2 + \omega_m^2 L_d^2}$ (при $U_m = 1$).

Для гранично-безперервного режиму струм $i_d(t)/I_m = 0$ в момент часу, коли відбувається стрибкоподібне зростання функції $u_T(t)$, $t = 0'$, $i(t) = 0$, $t = \pi/\omega_m$ і т. д.

Підставляючи в рівняння (1.95) значення $t = 0'$, $i(t) = 0$, одержимо умову існування гранично-безперервного режиму

$$\sin(\alpha - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) \frac{2e^{\frac{r_d \pi}{L_d \omega_m}}}{1 - e^{\frac{r_d \pi}{L_d \omega_m}}} \geq 0. \quad (1.99)$$

Аналіз показує, що ця умова виконується тоді, коли $\varphi \geq \alpha$, тобто

$$\alpha \leq \arctg \frac{\omega_m L_d}{r_d}. \quad (1.100)$$

Вираз (1.100) дозволяє визначити мінімальну індуктивність кола навантаження, при якій струм гранично-безперервний, залежно від кута керування. Відповідна гранична крива наведена на рис. 1.14, в.

Кінцеве значення індуктивності згладжувального дроселя у колі випрямленого струму призводить до: появи режиму переривчастого струму навантаження, що викликає суттєве нелінійне спотворення зовнішньої характеристики випрямляча, що погіршує властивості випрямляча як елемента системи автоматичного регулювання; погіршення якості випрямленого струму (при одному і тому ж середньому значенні випрямленого струму діючі значення струмів у елементах схеми збільшуються), що призводить до роботи трансформатора та вентилів у більш тяжкому режимі; помітного зниження коефіцієнта потужності в зоні малих λ_{VS} у порівнянні з $\lambda_{VS} = 2\pi/m_n$; збільшення швидкодії регулювання випрямленого струму до одного періоду пульсацій, в той час як у режимі безперервного струму швидкість його зміни визначається електромагнітною сталою часу кола навантаження (згладжувального дроселя).

Режим переривчастого струму несприятливий для роботи випрямляча через те, що погіршує всі основні його характеристики (крім швидкодії). Тому в потужних випрямлячах, які працюють з широким діапазоном зміни кута керування α , індуктивність L_d звичайно вибирають з умови забезпечення безперервності випрямленого струму.

З метою зменшення реактивної потужності, що споживається від живильної мережі, а, отже, для покращення коефіцієнта потужності випрямляча, при роботі на навантаження з великою індуктивністю в симетричну мостову схему вводять нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження (рис. 1.9,а). На рис. 1.16 наведено часові діаграми, які пояснюють принцип дії схеми без урахування параметра L_d . Нульовий діод VD_0 відкривається в моменти часу, коли ЕРС вторинної обмотки змінює знак (0, π , 2π і т.д.). На протязі інтервалу α , нульовий діод, через

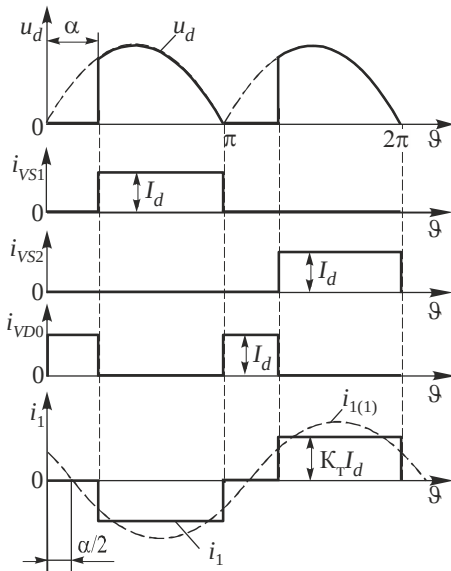


Рис. 1.16

який тече струм I_d , закорочує навантаження. Тому на цьому інтервалі випрямлена напруга дорівнює нулю, а перша гармоніка струму первинної обмотки $i_{1(1)}$ має фазовий зсув відносно напруги мережі живлення на кут $\alpha/2$ (без нульового діода цей кут дорівнює α). Отже, введення нульового діода VD_0 підвищує коефіцієнт потужності випрямляча ($\cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha/2$).

Середнє значення випрямленої напруги

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \\
 &= \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = , \\
 &= U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}
 \end{aligned}
 \tag{1.101}$$

а степінь регулювання випрямленої напруги

$$C_p = U_{d\alpha} / U_{d0} = (1 + \cos \alpha) / 2 .$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_2^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (1.102)$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = K_T I_2 = K_T I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (1.103)$$

Як видно з виразів (1.102) і (1.103), при збільшенні кута керування α та одному і тому ж випрямленому струмі I_d струми в обмотках трансформатора зменшуються, отже, зменшується і потужність трансформатора.

Розкладання в ряд Фур'є кривої струму i_1 дає

$$i_{1(q)} = \frac{4K_T I_d}{\pi} \left[\sin \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) \cos \vartheta + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) \cos 3\vartheta + \dots \right]. \quad (1.104)$$

З виразу (1.104) видно, що амплітуди гармонічних складових $I_{(q)m} = [4K_T I_d / q\pi] \sin \frac{q\pi}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$ залежать від кута керування α .

Діюче значення струму першої гармоніки в первинній обмотці трансформатора

$$I_{1(1)} = \frac{2\sqrt{2}K_T I_d}{\pi} \cos \alpha / 2. \quad (1.105)$$

Коефіцієнт спотворення струму

$$v = 2\sqrt{2} \frac{\cos \alpha / 2}{\sqrt{\pi(\pi - \alpha)}}. \quad (1.106)$$

Коефіцієнт потужності випрямляча

$$\lambda = 2\sqrt{2} \cos^2 \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi(\pi - \alpha)}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{C_p}{\sqrt{1 - \frac{\arccos(2C_p - 1)}{\pi}}}. \quad (1.107)$$

Середнє значення струму в нульовому діоді

$$I_a = I_d \frac{\alpha}{\pi}. \quad (1.108)$$

Як видно з (1.108) по мірі збільшення кута керування зростає завантаження за струмом нульового діода, наближаючись до повного стру-

му навантаження. Зворотна напруга на тиристорах і нульовому діоді визначається напругою вторинної обмотки трансформатора, а коефіцієнт пульсацій — виразом (1.40).

У мостових випрямлячах, що побудовані за несиметричною (напівкерованою) схемою, два тиристори замінено на діоди рис. 1.9,б, 1.9,в. Вони потребують більш простих систем керування і мають меншу вартість.

При активно-індуктивному навантаженні ($L_d = \infty$, $L_a = 0$) у схемі рис. 1.9,б на відміну від схеми рис. 1.9,а від моменту проходження через нуль ЕРС вторинної обмотки ($0, \pi, \dots$) до моменту відкриття чергового тиристора ($\alpha, \pi + \alpha, \dots$) за рахунок ЕРС самоіндукції дроселя L_d струм пропускають два послідовно ввімкнених вентиля (наприклад, на інтервалі $0 \dots \alpha$ струм тече через тиристор VS2 і діод VD2), а на інтервалі $\pi \dots \pi + \alpha$ — тиристор VS1 і діод VD1. Випрямлена напруга при цьому дорівнює нулю (рис. 1.17,а), тому що навантаження виявляється закороченим. Як видно з часових діаграм (рис. 1.17,а) струм через тиристори і діоди тече на інтервалі $\lambda_{VS} = \pi$, тому середнє значення струму вентиля $I_a = I_d / 2$.

Діюче значення струму в обмотках трансформатора, коефіцієнт спотворення струму та коефіцієнт потужності випрямляча визначаються відповідно виразами (1.102), (1.03), (1.106), (1.107).

З виразу (1.107) випливає, що в несиметричному випрямлячі коефіцієнт потужності вищий, ніж у симетричному. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги визначається виразом (1.40).

Особливістю схеми рис. 1.9,б при наявності індуктивності у навантаженні є неможливість відмикання випрямляча в режимі безперервного випрямленого струму шляхом зняття з тиристорів імпульсів керування. Якщо імпульси керування з тиристорів зняли, наприклад, у момент, коли струм протікав через VS1, то мостова схема перетвориться у схему рис. 1.18. При позитивній півхвилі вторинної напруги трансформатора струм у навантаження тече через тиристор VS1 і діод VD2, а при негативній півхвилі діод VD2 закритий, і струм навантаження тече через діод VD1, тиристор VS1, які виконують функції нульового вентиля. Таким чином, тиристор VS1 постійно пропускає струм і не може відновити свої керуючі властивості, а середнє значення напруги очевид-

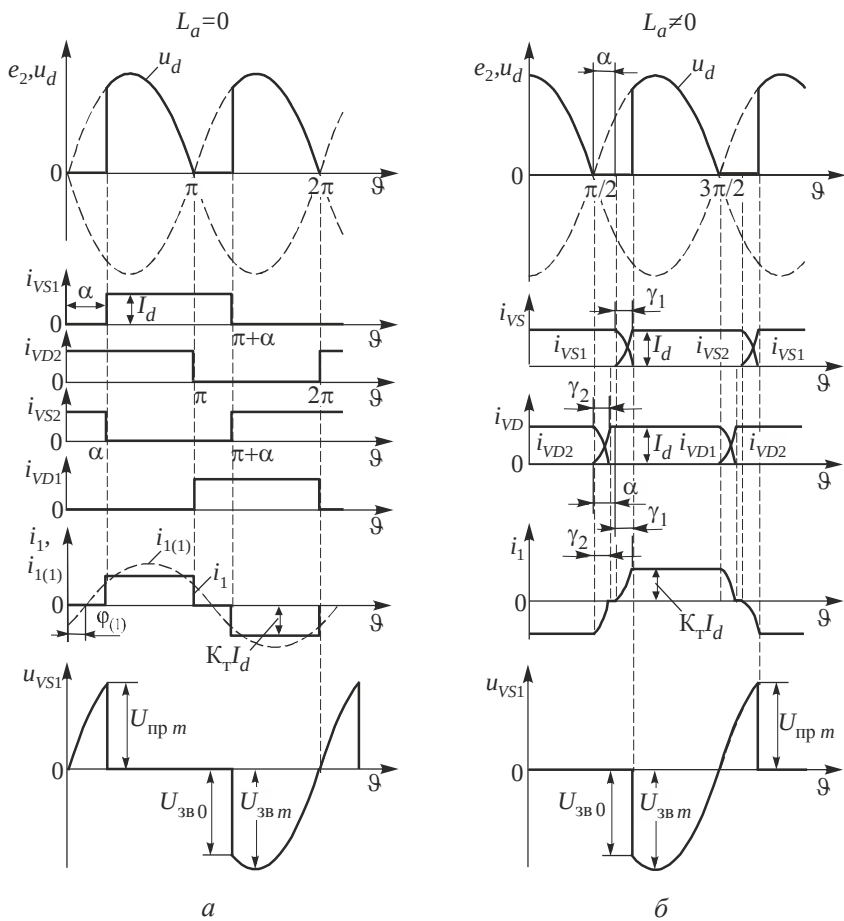


Рис. 1.17

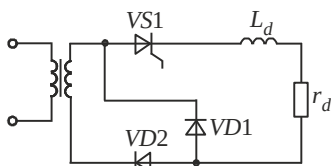


Рис. 1.18

но дорівнює $U_{d0}/2$.

Цей недолік несиметричної схеми можна усунути переведенням схеми в режим переривчастого струму збільшенням кута α або додаванням нульового діода. Тоді після зняття імпульсів керування струм активно-індуктивного навантаження замкнеться через нульовий діод, який зашунтує два послідовно ввімкнених вентиля VS1 та VD1 і, знеструмивши їх, тим самим дасть можливість тиристорам відновити свої запірні властивості.

При $L_a \neq 0$ у випрямлячі спостерігаються періоди комутації (рис. 1.17,б). З часових діаграм видно, що комутація струму в тиристорах починається в момент їх відкриття ($\frac{\pi}{2} + \alpha, \frac{3\pi}{2} + \alpha \dots$), а в діодах — у момент спаду ЕРС вторинної обмотки до нуля ($\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \dots$). Тривалість комутації струму в тиристорах (γ_1) і діодах (γ_2) різна. Кут комутації струму тиристорів визначається виразом (1.80), а кут комутації діодів — також виразом (1.80) при $\alpha = 0$, тобто

$$\cos \gamma_2 = 1 - \frac{x_a I_d}{E_{2m}}. \quad (1.109)$$

Аналогічно симетричному випрямлячу втрати випрямленої напруги виникають у період комутації тиристорів і діодів. Середнє значення цих втрат за півперіод можна визначити з виразів (1.77) і (1.80) (які однакові для діодів і тиристорів).

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha\gamma} = U_{d\alpha} - \Delta U_x = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{x_a I_d}{\pi}. \quad (1.110)$$

Максимальні значення прямої та зворотної напруги на тиристорах, а також стрибок зворотної напруги на тиристорі в момент закінчення комутації визначають точно так, як і для симетричного випрямляча виразами (1.70), (1.71).

З урахуванням кутів комутації кут зсуву фаз першої гармоніки струму $i_{1(1)}$ відносно напруги u_1 можна прийняти рівним

$\varphi_{(1)} = \frac{\alpha}{2} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{4}$. Коефіцієнт потужності випрямляча у цьому випадку буде визначатися виразом

$$\lambda = \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{4}\right)}{0,55(1 + \cos \alpha) \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}}. \quad (1.111)$$

Підвищення коефіцієнта потужності в несиметричному випрямлячі у порівнянні з симетричним при однаковому куті α пояснюється тим, що в несиметричному випрямлячі накопичена в дроселі енергія, перетворюючись в електричну, на інтервалі α віддається тільки у навантаження і не витрачається на компенсацію негативної напруги в мережі змінного струму.

Інший різновид несиметричного випрямляча (рис. 1.9,в) не має недоліку, вказаного вище для схеми рис. 1.9,б. Так як одне плече моста виконане на діодах, на інтервалі роботи цього плеча в режимі нульового діода обидва тиристори іншого плеча моста відновлять свої керуючі властивості і більше не відкриваються, якщо з них зняті імпульси керування.

У несиметричному випрямлячі (рис. 1.9,в) при $L_d = \infty$ і $L_a = 0$ тиристори пропускають струм з моменту їх відкриття ($\alpha, \pi + \alpha, \dots$) до моменту спаду ЕРС вторинної обмотки до нуля, тобто менше π (рис. 1.19,а). Тривалість роботи діодів більша за π (з моменту спаду ЕРС вторинної обмотки до нуля і до моменту відкриття наступного тиристора). Через діоди $VD1$ і $VD2$ тече струм, обумовлений ЕРС самоіндукції дроселя L_d .

З часових діаграм рис. 1.19,а видно, що форма випрямленої напруги в даній схемі така ж, як у схемі рис. 1.9,б. Тому середнє значення випрямленої напруги визначається виразом (1.108).

Середнє та діюче значення струмів тиристорів

$$I_a = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi}, \quad (1.112)$$

$$I_{ад} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (1.113)$$

Для діодів маємо відповідно

$$I_a = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\pi + \alpha}{\pi}, \quad (1.114)$$

$$I_{ад} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{\pi}}. \quad (1.115)$$

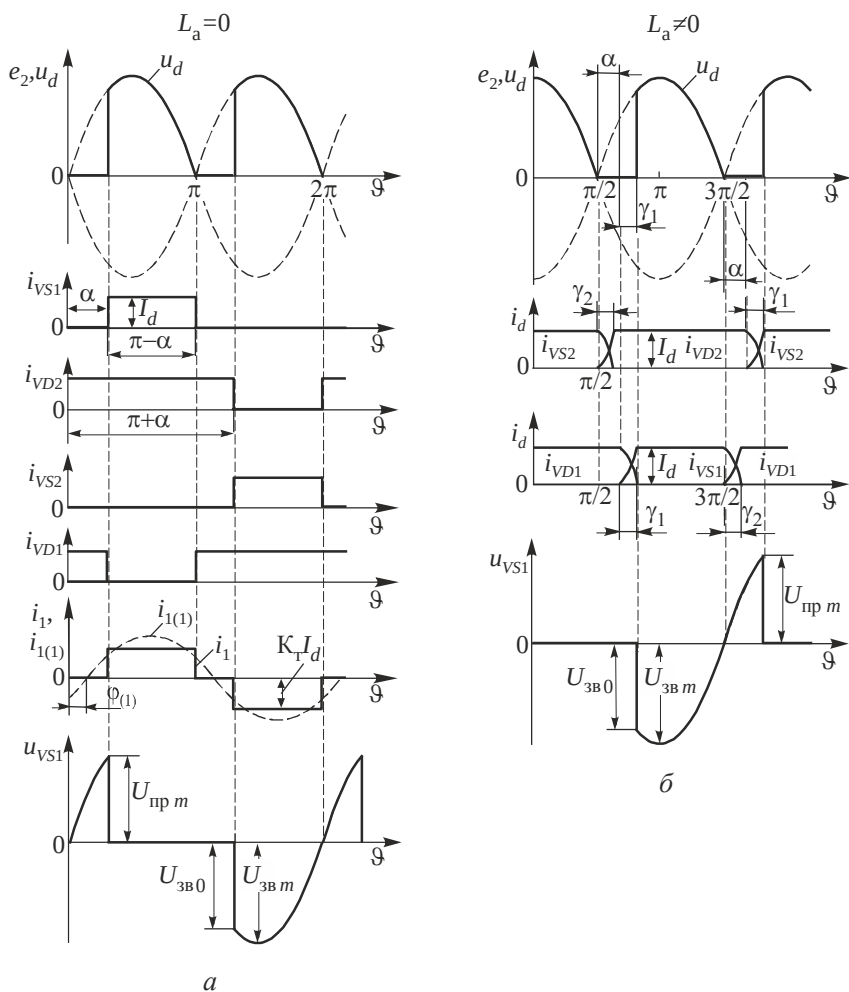


Рис. 1.19

При $L_a \neq 0$ у випрямлячі також спостерігаються періоди комутації (рис. 1.19,б). З часових діаграм видно, що кут комутації γ_1 при вступі в роботу тиристора визначається виразом (1.80), а після закінчення його роботи (кут γ_2) — виразом (1.109). Діюче значення струму в первинній та вторинній обмотках трансформатора, коефіцієнт потужності випрямляча, максимальне значення прямої та зворотної напруги на тиристорах, а також стрибок зворотної напруги в момент закінчення комутації визначають так само, як і для схеми рис. 1.9,б. Схемі притаманний свій недолік, пов'язаний з нерівномірністю завантаження тиристорів і діодів при регулюванні вихідної напруги.

Поліпшити енергетичні показники однофазного симетричного випрямляча (рис. 1.9,а) можна за рахунок ускладнення алгоритму керування, а силова схема залишається без зміни. Для цього треба застосувати несиметричне керування тиристорами: тиристори анодної групи (VS2, VS4) відкриваються із затримкою відносно моментів природної комутації на величину кута керування α_1 , а тиристори катодної групи (VS1, VS3) — із затримкою на величину кута керування α_2 (рис. 1.20). У випадку симетричного керування ($\alpha_1 = \alpha_2$) одночасно проводять струм тільки навхрест лежачі тиристори (VS1 і VS4 або VS3 і VS2). При несиметричному керуванні з'являються й інші сполучення тиристорів, які проводять струм. На інтервалі $0 < \vartheta < \alpha_1$, коли проводять струм тиристори VS1 і VS4, вихідна напруга негативна. У момент $\vartheta = \alpha_1$ відкривається тиристор VS2, при цьому тиристор VS4 закривається, тому що до нього прикладається зворотна на-

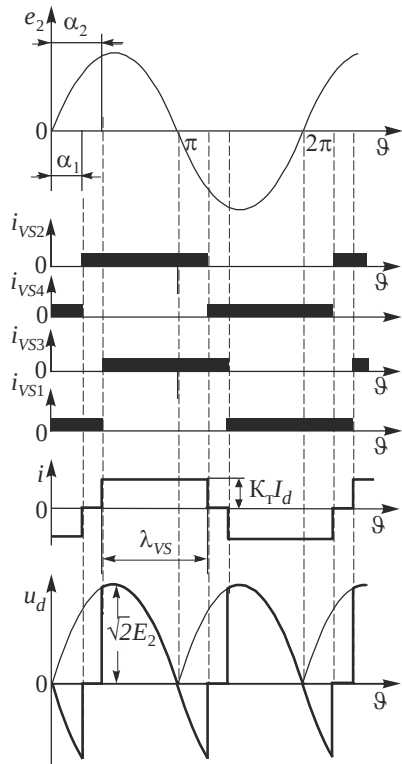


Рис. 1.20

пруга. Тиристор $VS1$ залишається відкритим. Таким чином, на інтервалі $\alpha_1 < \vartheta < \alpha_2$ відкриті тиристори $VS1$ і $VS2$, струм навантаження замикається через них, минаючи вторинну обмотку трансформатора (див. рис. 1.9,а), тому струм мережі на цьому інтервалі дорівнює нулю (якщо не враховувати струм намагнічування), як і випрямлена напруга. У момент часу $\vartheta = \alpha_2$ відкривають тиристор $VS3$. Тиристор $VS1$ закривається, тому що попадає під зворотну напругу, а струм навантаження на інтервалі $\alpha_2 < \vartheta < \pi + \alpha_1$ тече через тиристори $VS2$ і $VS3$. У момент часу $\vartheta = \pi + \alpha_1$ закривається тиристор $VS4$, тиристор $VS3$ залишається у провідному стані, що призводить до утворення короткозамкненого контуру навантаження та нульовій напрузі на ньому.

Регульовальна характеристика такого випрямляча визначається виразом

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \frac{(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)}{2},$$

де $U_{d0} = 2E_{2m}/\pi$.

Тривалість імпульсу первинного струму $\lambda_{VS} = \pi - (\alpha_1 - \alpha_2)$.

Коефіцієнти потужності, зсуву та спотворення

$$\lambda = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{\sqrt{1 - \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\pi}}};$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}; \quad v = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}}}.$$

Якщо у всьому діапазоні регулювання підтримується рівність $\alpha_1 = \alpha_2$, то ми маємо симетричне керування і одержані співвідношення співпадуть з вирізами (1.75), (1.72), (1.74).

Для поліпшення коефіцієнта потужності та поліпшення гармонічного складу струму мережі застосовують послідовне з'єднання випрямлячів за постійним струмом і паралельне за змінним. На рис. 1.21 зображено схеми з двох послідовно ввімкнених однофазних випрямлячів (a — симетричних, b — несиметричних), які живляться від вторинних

обмоток силового трансформатора у загальному випадку з різними коефіцієнтами трансформації $K_{T1} = E_{21}/U_1$, $K_{T2} = E_{22}/U_1$, де E_{21} , E_{22} — діючі значення ЕРС на вторинних обмотках трансформатора. Розглянемо випадок несиметричного керування. Як видно з рис. 1.21,а всі тиристори розбиті на 4 групи ($VS1, VS2, VS3, VS4, VS5, VS6, VS7, VS8$), кожна з яких має свій кут керування ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$).

Регульовальна характеристика перетворювача за аналогією одиночного моста з несиметричним керуванням (рис. 1.20)

$$U_{d\alpha} = \frac{E_{21m}}{\pi} (\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) + \frac{E_{22m}}{\pi} (\cos\alpha_3 + \cos\alpha_4).$$

Вихідна напруга обох мостів при $\alpha = 0$

$$U_{d0} = U_{d01} + U_{d02} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (E_{21} + E_{22}).$$

Степінь регулювання

$$C_p = U_{d\alpha}/U_{d0} = (1-s)C_{p1} + sC_{p2},$$

де $s = U_{d02}/U_{d0}$, C_{p1} , C_{p2} — степені регулювання I-го та II-го мостів відповідно.

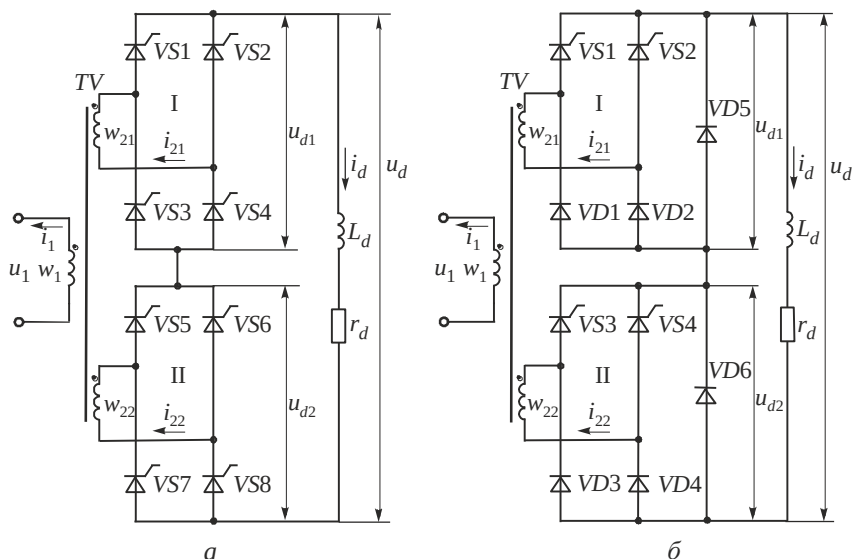


Рис. 1.21

Діючі значення первинного струму від протікання вторинних струмів відповідно в обмотках w_{21} і w_{22} та кути фазових зсувів цих струмів

$$I_{11} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{T1} I_d \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}; \quad I_{12} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{T2} I_d \cos \frac{\alpha_3 - \alpha_4}{2},$$

$$\varphi_{(1)1} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}; \quad \varphi_{(1)2} = \frac{\alpha_3 + \alpha_4}{2}.$$

Основна гармоніка струму мережі всього двомостового перетворювача визначається як векторна сума

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{11} + \dot{I}_{12}.$$

Активну та реактивну потужності перетворювача можна визначити як

$$P = P_{11} + P_{12} = U_1 I_{1a} = U_1 (I_{11} \cos \varphi_{(1)1} + I_{12} \cos \varphi_{(1)2}),$$

$$Q = Q_{11} + Q_{12} = U_1 (I_{11} \sin \varphi_{(1)1} + I_{12} \sin \varphi_{(1)2}),$$

де P_{11}, P_{12} — активні потужності I-го та II-го мостів відповідно; Q_{11}, Q_{12} — реактивні потужності I-го та II-го мостів відповідно.

Зсув основної гармоніки струму мережі

$$\operatorname{tg} \varphi_{(1)} = \frac{I_{11} \sin \varphi_{(1)1} + I_{12} \sin \varphi_{(1)2}}{I_{11} \cos \varphi_{(1)1} + I_{12} \cos \varphi_{(1)2}}.$$

Ураховуючи, що $K_{T2}/(K_{T1} + K_{T2}) = s$, можна записати

$$\operatorname{tg} \varphi_{(1)} = \frac{(1-s)(\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2) + s(\sin \alpha_3 + \sin \alpha_4)}{(1-s)(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) + s(\cos \alpha_3 + \cos \alpha_4)}.$$

У схемі рис. 1.21,а відсутні зворотні діоди, тому обидва випрямлячі керуються одночасно. На рис. 1.22,а наведені часові діаграми струмів і напруг для режиму роботи, коли кут керування I-го випрямляча $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, а кут керування II-го випрямляча $0 < \alpha_3 = \alpha_4 < \pi$ (часові діаграми наведені для випадку $K_{T1} = K_{T2} = 0,5$). При $\alpha_3 = 0$ вихідна напруга максимальна, а при $\alpha_3 = \pi$ вихідні напруги обох випрямлячів компенсують одна одну і сумарна вихідна напруга дорівнює нулю.

Схема, яка розглядається, може працювати і в інверторному режимі (наприклад, якщо навантаженням є двигун постійного струму і треба

забезпечити його рекуперативне гальмування). У цьому режимі кут керування $\alpha_3 = \pi$, а $0 < \alpha_1 < \pi$; при таких кутах керування забезпечується негативна сумарна напруга u_d на виході випрямляча.

Порівняння часових діаграм рис. 1.22,а і 1.17,а показує, що форми вихідної напруги та струму мережі однакові для схеми, що розглядається, і несиметричного мостового випрямляча. Тому й їхні енергетичні характеристики, у тому числі коефіцієнт потужності, також однакові.

На рис. 1.21,б зображена схема з двох несиметричних мостових випрямлячів, ввімкнених послідовно. Випрямлячі живляться від вторинних обмоток силового трансформатора з коефіцієнтом трансформації $K_T = w_2 / w_1 = 0,5$. У схемі застосовується почергове керування мостами. Кожний з випрямлячів забезпечує на виході напругу у діапазоні $0 \dots 0,5$ максимальної вихідної напруги. При регулюванні напруги від нуля до половини максимальної використовується один випрямляч, наприклад, I-й, а другий при цьому зашунтований зворотним діодом VD6. У цій зоні ($0 < U_{d\alpha} < 0,5U_{d0}$) вихідна напруга регулюється змі-

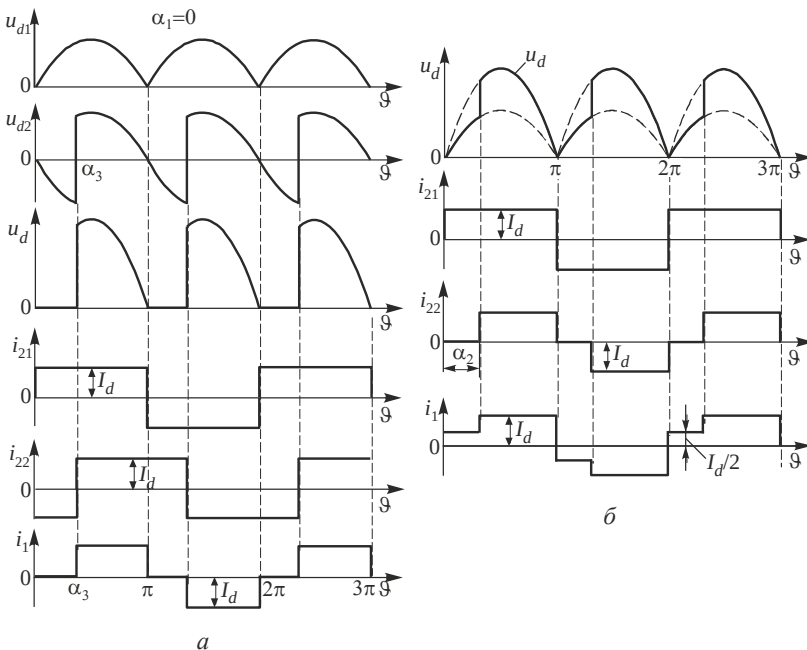


Рис. 1.22

ною кута керування α_1 I-го випрямляча та підтримкою кута α_2 II-го випрямляча, рівним π , тобто $\alpha_2 = \pi, 0 < \alpha_1 < \pi$. При цьому середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = U_1 \frac{1 + \cos \alpha_1}{\pi \sqrt{2}}.$$

Коефіцієнт потужності та коефіцієнт зсуву відповідно

$$\lambda = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha_1)}{\pi(1 - \alpha_1/\pi)^{\frac{1}{2}}};$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos(\alpha_1/2).$$

У діапазоні вихідної напруги $0,5U_{d0} < U_{d\alpha} < U_{d0}$ I-й випрямляч повністю відкритий, а напруга II-го випрямляча регулюється, тобто $\alpha_1 = 0$, а $0 < \alpha_2 < \pi$ (рис. 1.22,б). Основні показники визначаються виразами

$$U_{d\alpha} = U_1 \frac{3 + \cos \alpha_2}{\pi \sqrt{2}};$$

$$\lambda = \frac{3 + \cos \alpha_2}{\pi(2 - 3\alpha_2/2\pi)^{\frac{1}{2}}};$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{3 + \cos \alpha_2}{(10 + 6 \cos \alpha_2)^{1/2}}.$$

При збільшенні числа послідовно з'єднаних випрямлячів збільшується коефіцієнт потужності.

На рис. 1.23 зображені енергетичні характеристики різних однофазних випрямлячів при різних способах керування ними: 1 — мостовий симетричний; 2 — мостовий несиметричний; 6 — двомостовий несиметричний з почерговим керуванням; 8 — двомостовий симетричний з почерговим керуванням.

При невеликих потужностях навантаження застосовують *ємнісні згладжувальні* фільтри. Таким навантаженням можуть бути радіоелектронні пристрої: аноди електронно-променевих трубок, електронні мікроскопи, рентгенівська апаратура, фотоелектронні помножувачі та ін. По відношенню до випрямляча таке навантаження має активно-

ємнісний характер. Схема однофазного мостового некерованого випрямляча та часові діаграми струмів і напруг при ємнісному навантаженні наведені на рис. 1.24, *а*, *б*. Оскільки для трансформаторів малої потужності параметр r_a значно більший ніж $\omega_m L_a$, втрати потужності в обмотках трансформатора треба враховувати ($r_a \neq 0$). Необхідно також урахувувати втрати потужності на активному опорі відкритих діодів випрямляча ($r_d \neq 0$). Часові діаграми побудовані для випадку, коли $r = r_a + 2r_d \neq 0$, $L_a = 0$, $C = \infty$. При $C = \infty$ напруга на конденсаторі буде незмінною, отже, і випрямлена напруга буде постійною $U_d = u_c = \text{const}$.

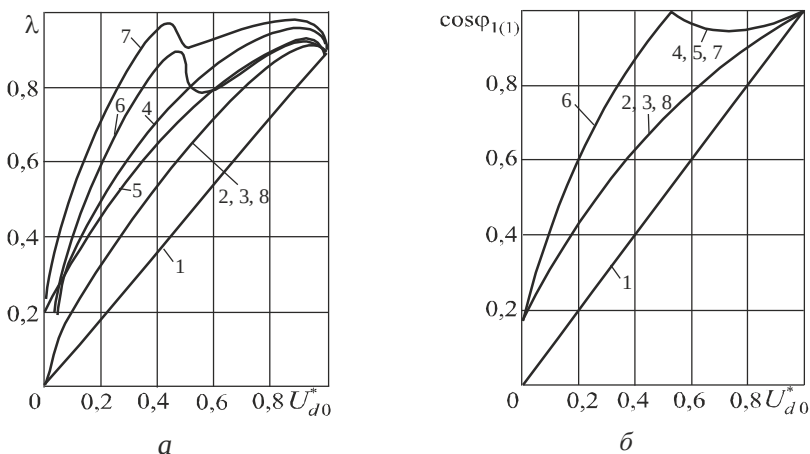


Рис. 1.23

Робота випрямляча в усталеному режимі характеризується двома інтервалами — зарядом конденсатора, коли ЕРС вторинної обмотки трансформатора перевищує напругу на конденсаторі C і діоди $VD1$, $VD4$, ($VD2$, $VD3$) пропускають струм, та розрядом конденсатора, коли ЕРС вторинної обмотки трансформатора менша за напругу на конденсаторі C і діоди струм не пропускають.

У реальних випрямлячах ($C \neq \infty$) напруга на конденсаторі в період підзарядки підвищується, а в період розряду знижується, тобто випрямлена напруга буде зображуватися не прямою лінією, як наведено на рис. 1.24,б, а ламаною.

На інтервалі $-\theta \dots +\theta$, коли діоди $VD1$ і $VD4$ пропускають струм $i'_d = i_{1,4} = i_2$,

$$i'_d = \frac{e_2 - u_C}{r} = \frac{E_{2m}(\cos \vartheta - \cos \theta)}{r}, \quad (1.116)$$

де $e_2 = E_{2m} \cos \vartheta$ і $u_C = U_d = E_{2m} \cos \theta$ визначаються згідно рис. 1.24,б, а $r = r_a + 2r_d$.

Тривалість протікання струму у вентилі відповідає куту 2θ . Кут θ називають кутом відсікання.

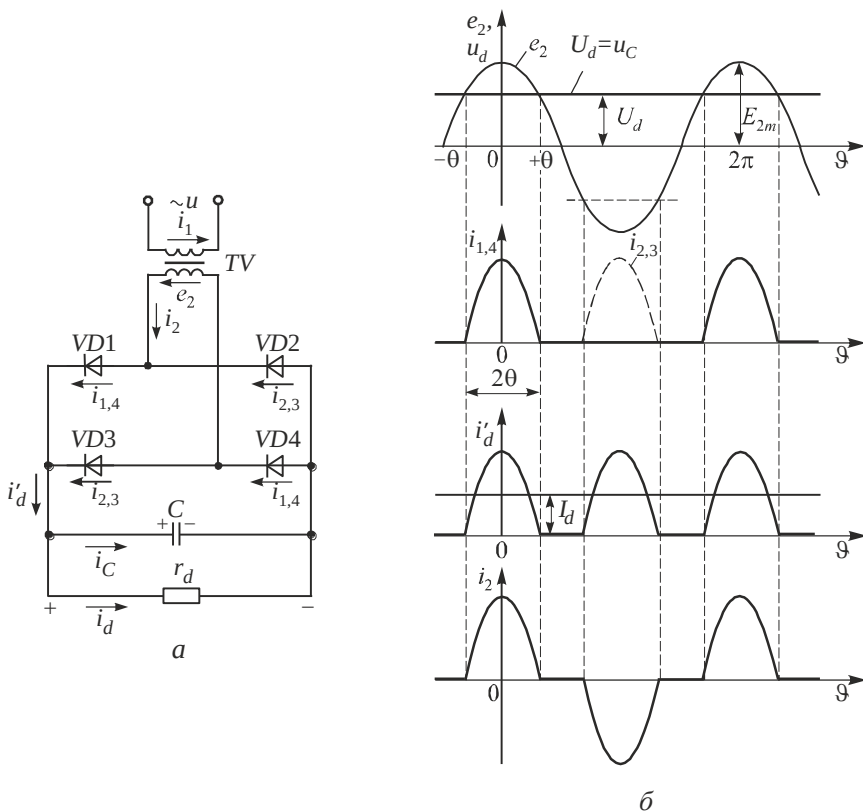


Рис. 1.24

Пульсуючий струм i'_d при прийнятих припущеннях розподіляється по паралельним віткам наступним чином: змінна складова, яка дорівнює $i'_d - I_d$ проходить через конденсатор, який має нескінченно малий опір для усіх гармонік струму i'_d , а постійна складова I_d пройде через навантаження r_d .

Струм у колі навантаження визначається як середнє значення струму i'_d за половину періоду

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i'_d d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} \frac{E_{2m}(\cos \vartheta - \cos \theta)}{r} d\vartheta = \frac{2U_d}{\pi r} \cdot \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\cos \theta}, \quad (1.117)$$

де $E_{2m} = U_d / \cos \theta$.

Вираз (1.117) можна подати у більш зручному вигляді

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi r} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = \frac{2U_d}{\pi r} A(\theta), \quad (1.118)$$

де $A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta$ є функцією кута відсікання.

Числове значення функції $A(\theta)$ можна визначити з виразу

$$A(\theta) = \frac{\pi r}{2} \cdot \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_d}, \quad (1.119)$$

де $r/r_d \approx 0,1 \dots 0,04$ для випрямлячів потужністю від 1 до 1000 Вт.

Таким чином, вибравши відношення r/r_d , а також обчисливши за допомогою (1.119) величину $A(\theta)$, із графіка рис. 1.25, а визначають кут відсікання θ .

Усі інші електричні параметри визначають як функції кута відсікання або функції параметра $A(\theta)$.

Максимальне значення струму вентилля

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta),$$

де $F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta}$ — коефіцієнт максимального струму.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} I_d K_\phi(\theta),$$

де $K_\phi(\theta) = \frac{\sqrt{\pi[\theta(1+0,5\cos 2\theta)-0,75\sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta}$ — коефіцієнт форми струму.

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$E_2 = U_d B(\theta),$$

де $B(\theta) = \sqrt{2}/(2\cos \theta)$ — коефіцієнт фазної ЕРС.

Функції $F(\theta)$, $K_\phi(\theta)$ та $B(\theta)$ наведені на рис. 1.25,б, в.

Типова потужність трансформатора

$$S_T = S_2 = m_2 E_2 I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} U_d I_d B(\theta) K_\phi(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2} B(\theta) K_\phi P_d.$$

Типова потужність трансформатора досягає максимуму при куті відсікання $\theta = 37^\circ$. Тому рекомендують вибрати кут відсікання $35^\circ \dots 45^\circ$, що відповідає $A(\theta) = 0,1 \dots 0,2$.

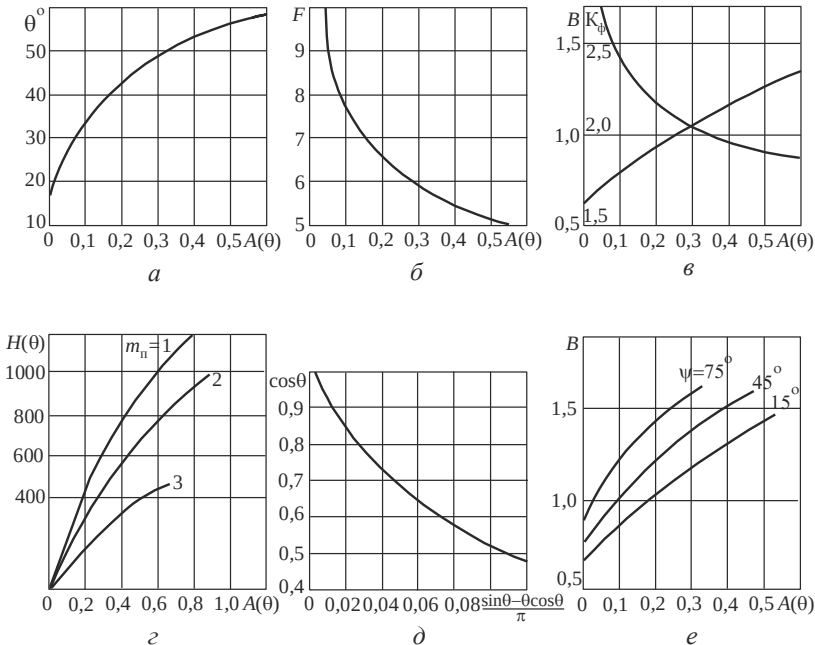


Рис. 1.25

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги за першою гармонікою при кінцевому, але достатньо великому значенні ємності конденсатора

$$K_{п(1)} = \frac{H(\theta)}{rC}, \quad (1.120)$$

де r визначається в омах, а C — у мікрофарадах,

$$H(\theta) = \frac{2 \cdot 10^6}{m_{п} \omega_{м} \pi} \cdot \frac{\cos \theta \sin m_{п} \theta - m_{п} \cos m_{п} \theta \sin \theta}{(m_{п}^2 - 1) \cos \theta}.$$

Функція $H(\theta)$ наведена на рис. 1.25,з при різній періодичності пульсацій $m_{п}$ (для однофазного мостового випрямляча $m_{п} = 2$).

Вираз (1.120) дозволяє за заданим коефіцієнтом пульсацій $K_{п(1)}$ визначити необхідну величину ємності конденсатора.

Зовнішня характеристика випрямляча визначається рівняннями

$$\begin{aligned} U_d &= E_{2m} \cos \theta, \\ I_d &= \frac{2E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \end{aligned}$$

або у відносних одиницях

$$\cos \theta = f(\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (1.121)$$

Вираз (1.121) являє узагальнену зовнішню характеристику випрямляча, яка зображена графічно на рис. 1.25,д.

Зовнішня характеристика стрімко спадає, тому для таких випрямлячів не рекомендують змінювати навантаження, оскільки напруга на виході випрямляча при цьому буде змінюватися дуже сильно.

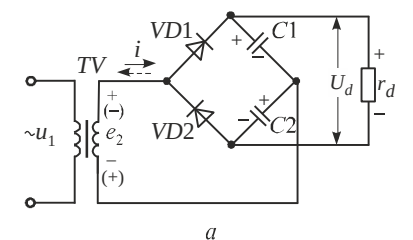
Розглянута інженерна методика аналізу режимів роботи випрямляча буде дійсною, якщо відношення параметрів $\omega_{м} L_a / r \leq 0,3$. Для більш потужних випрямлячів при $\omega_{м} L_a / r \geq 0,3$ індуктивність L_a сприяє збільшенню тривалості протікання зарядного струму конденсатора. Це призводить до зміни форми кривої випрямленої напруги, а отже, і середнього значення випрямленої напруги. Внаслідок цього функція $B(\theta) = E_2 / U_d$ змінюється. На рис. 1.25,з наведено ряд функцій $B(\theta)$, які побудовані для різних значень кута $\psi = \arctg(\omega_{м} L_a / r)$. Зміна інших

функцій з урахуванням кінцевого значення L_a відносно мала і їх при обчисленнях можна не враховувати.

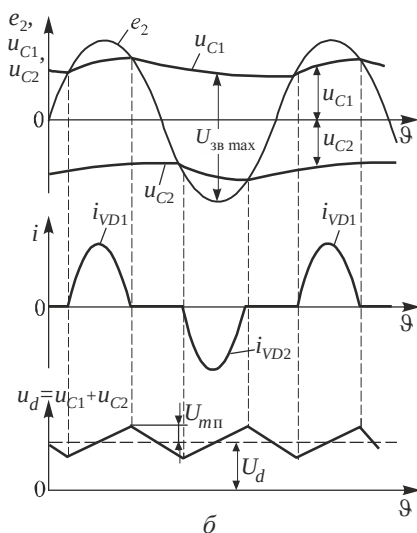
Помножувачі напруги. Принцип роботи помножувачів напруги заснований на використанні кількох конденсаторів, кожен з яких заряджається від однієї обмотки трансформатора через відповідний вентиль. По відношенню до навантаження конденсатори підімкнені послідовно і їх напруги підсумовуються. Такі випрямлячі застосовують для живлення високовольтних пристроїв малої потужності, які споживають незначний струм (декілька міліампер), таких як рентгенівські трубки, високовольтні електронно-променеві трубки, електронні мікроскопи, фотоелектронні помножувачі т. ін.

Схеми помноження можна використовувати і з безтрансформаторним ввімкненням у мережу змінного струму.

Розрізняють симетричні та несиметричні схеми помноження на-



а



б

Рис. 1.26

пруги. Симетрична схема подвоєння напруги (схема Латура) (рис. 1.26,а) складається з двох однопівперіодних випрямлячів. Конденсатор C_1 заряджається через діод VD_1 під час першого півперіоду ЕРС e_2 , а конденсатор C_2 — через діод VD_2 під час другого півперіоду ЕРС e_2 . Якщо конденсатори однакові ($C_1 = C_2$), напруга на навантаженні на холостому ході дорівнює $2E_{2m}$. При наявності навантаження у зв'язку з тим, що заряджання одного з конденсаторів супроводжується одночасним розрядженням іншого через опір навантаження, напруга на виході випрямляча буде меншою. Якщо виконуються умови $r_d C_1 \gg T_m$, $r_d C_2 \gg T_m$, тоді

$$U_d \approx 2E_{2m},$$

де T_M — період напруги мережі живлення.

На рис. 1.26,б наведені часові діаграми напруг і струмів. Випрямлена напруга має за період мережі T_M дві пульсації ($m_{\pi} = 2$).

Розрахунок подвоювача напруги можна провести за спрощеною методикою, яка розглянута раніше. При цьому розрахункову напругу треба брати у два рази меншою, ніж напруга на навантаженні, величини функцій $B(\theta)$, $K_{\phi}(\theta)$, $F(\theta)$ визначити при $m_{\pi} = 1$, а величину $H(\theta)$ при $m_{\pi} = 2$. Максимальне значення зворотної напруги на вентилях в симетричній схемі подвоєння дорівнює сумі амплітуди ЕРС і середнього значення напруги на одному конденсаторі.

У несиметричній схемі подвоєння напруги (рис. 1.27,а) два однопівперіодні випрямлячі живляться від різних за величиною напруг. У перший півперіод заряджається конденсатор $C1$ через діод $VD1$ під дією ЕРС e_2 . В інший півперіод заряджається конденсатор $C2$ через

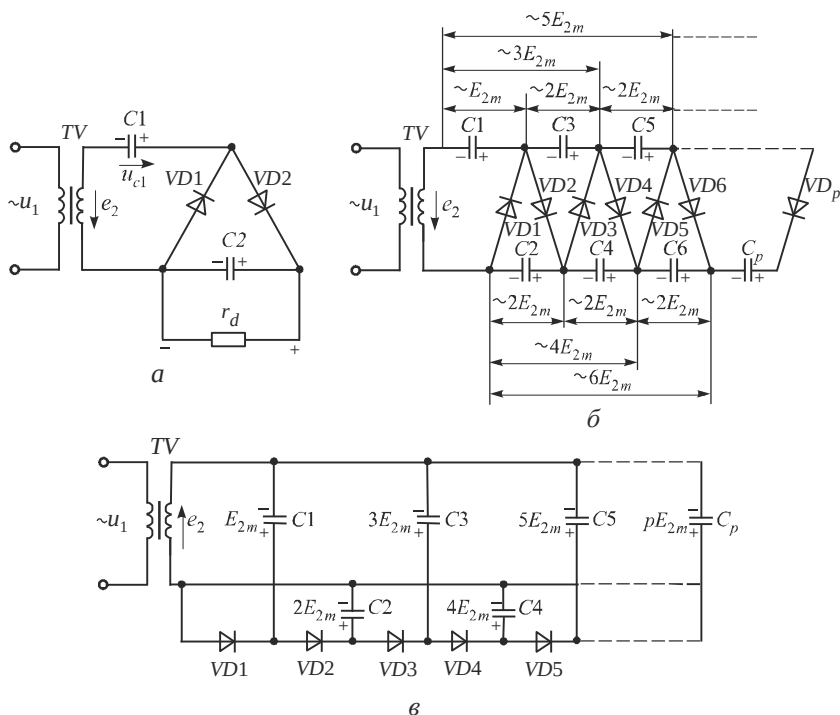


Рис. 1.27

діод $VD2$ під дією сумарної ЕРС $e_2 + u_{C1}$. У результаті напруга на конденсаторі $C2$ на холостому ході буде в два рази більшою, ніж на конденсаторі $C1$. Зворотна напруга на вентилі при холостому ході досягає величини подвоєної амплітуди ЕРС вторинної обмотки трансформатора. Частота пульсацій випрямленої напруги $m_{\Pi} = 1$. Один з виводів вторинної обмотки трансформатора з'єднаний з негативним полюсом навантаження. Отже, можливе його заземлення, що є перевагою схеми.

Подальшим розвитком несиметричної схеми подвоєння напруги є схема помноження (рис. 1.27,б), в якій додані ланцюжки з вентилів і конденсаторів $VD3 - C3$, $VD4 - C4$ і т. д. Напруга на конденсаторі $C1$ на холостому ході дорівнює E_{2m} , а на всіх інших конденсаторах — $2E_{2m}$. Ця схема помножує напругу джерела живлення у кілька разів. Це несиметрична схема помноження напруги другого роду (ланцюжкова).

В усталеному режимі середнє значення напруги на навантаженні (на конденсаторах) залишається постійною величиною. Втрату заряду на етапі розряду конденсатора на навантаження компенсують струми p діодів, підключених до p послідовно ввімкнених конденсаторів, паралельних навантаженню. Отже середнє значення струмів кожного з діодів I_a у p разів менше за середнє значення струму навантаження $I_a = I_d / p$.

Величину ємності розраховують з наступних міркувань: стала часу розряду конденсаторів $\tau_p = r_d C_{\text{заг}}$ ($C_{\text{заг}}$ — загальна ємність конденсаторів), що беруть участь у формуванні вихідної напруги, повинна бути, як мінімум, на порядок більше чим період пульсацій вихідної напруги. Ураховуючи, що $1/C_{\text{заг}} = 1/C_1 + 1/C_2 + \dots + 1/C_p$, а період пульсацій T_{Π} у два рази менше, ніж період живильної напруги мережі T_M , і частота напруги мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$, можна записати

$$\tau_p = r_d C_{\text{заг}} \geq 10 T_{\Pi} = 10 / (2 f_M);$$

звідси $C_{\text{заг}} = 0,1 / r_d$.

Якщо всі ємності, що беруть участь у формуванні вихідної напруги, однакові, то $C_{\text{заг}} = C_p / p$ або остаточно

$$C_1 = C_2 = C_p = (p \cdot 0,1/r_d) 10^6 [\text{мкФ}].$$

Характерною особливістю несиметричного помножувача напруги першого роду (рис. 1.27,в) є те, що помножена у p разів напруга знімається з одного конденсатора C_p .

Помножувач напруги можна використовувати в якості подільника напруги, тому що він дає набір випрямлених напруг при холостому ході від E_{2m} до pE_{2m} .

На відміну від ланцюжкової схеми помноження напруги другого роду в коло заряду p -го конденсатора входить вторинна обмотка трансформатора, на якій діє ЕРС e_2 , і попередній $(p-1)$ конденсатор, заряджений до напруги $(p-1)E_{2m}$. Особливістю схеми є те, що амплітуда зворотної напруги на всіх вентилях крім першого не перевищує $U_{зв \max} \leq E_{2m}$. На першому вентилі діє $U_{зв \max} = 2E_{2m}$. Величини ємностей конденсаторів обирають таким чином, щоб енергія, накопичена в них, були однаковою, тобто

$$W_c = \frac{C_p U_{cp}^2}{2} = \frac{C_{p-1} U_{c(p-1)}^2}{2},$$

тоді

$$C_{p-1} = C_p \frac{U_{cp}^2}{U_{c(p-1)}^2} = C_p \frac{(p\sqrt{2})^2 E_2^2}{[(p-1)\sqrt{2}]^2 E_2^2} = \frac{p^2 C_p}{(p-1)^2}.$$

Чим більше коефіцієнт множення напруги, тим на менший струм розрахована схема. Так, максимальне значення струму навантаження I_d складає для подвоєння напруги менше 20...30мА, для збільшення в чотири рази — менше 10мА, а для помноження напруги у 5 - 6 разів — не більше декількох міліампер.

Зараз розроблені помножувачі, які дають на виході напругу в сотні кВ і здійснюють помноження у десятки разів.

Робота однофазного випрямляча на проти ЕРС є дуже розповсюдженим випадком навантажень: якірне коло двигуна постійного струму, що вміщує в схемі заміщення крім RL - параметрів якірної обмотки ще і ЕРС обертання двигуна, яка пропорційна потоку збудження

Φ_3 та числу обертів якоря n , $E_d \equiv n\Phi_3$; акумулятори, що заміщуються джерелом ЕРС з малим активним внутрішнім опором; гальванічні ванни в хімічному та металургійному виробництві, що мають зустрічну ЕРС розчину або розплав; електричні дуги зварення газорозрядних приладів освітлення, плазмових установок та т.п.

Таким чином, навантаження випрямляча вміщує проти ЕРС та пасивні елементи, які обмежують пульсуючий струм (резистор або дросель).

Якщо в якості обмежувального елемента застосовується резистор, то при постійній проти ЕРС у колі навантаження випрямляч треба розглядати як працюючий на активно-ємнісне навантаження з урахуванням, що ємність конденсатора дорівнює нескінченності. Такий режим роботи випрямляча був описаний раніше.

Розглянемо режим, коли для згладжування струму у колі навантаження з проти ЕРС використовується дросель L_d . Розрахунок випрямляча з таким навантаженням, якщо вважати, що індуктивність згладжувального дроселя L_d нескінченно велика, не відрізняється від розрахунку випрямляча з активно-індуктивним навантаженням при ідеальному згладженому струмі в колі навантаження. Це пов'язано з тим, що в колі з постійним струмом активний опір, на якому буде постійний спад напруги, згідно з теоремою про компенсацію можна замінити постійною проти ЕРС і навпаки.

Якщо індуктивність згладжувального дроселя враховується як реальна величина, то розрахунок випрямляча треба виконувати з урахуванням пульсацій струму в колі навантаження. Розглянемо роботу однофазного однопівперіодного випрямляча, що живить навантаження, з постійною проти ЕРС, послідовно з якою ввімкнений згладжувальний дросель L_d . На рис. 1.28,а наведена еквівалентна схема з ідеальним тиристором ($r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $r_d = 0$), у якій $L = L_a + L_d$.

Розрахунок струму у випрямлячі найбільш просто можна зробити, використовуючи метод накладання дій джерел змінної ЕРС e_2 і постійної ЕРС E_d на інтервалі, коли тиристор пропускає струм у прямому напрямку, тому що на протязі цього інтервалу електричне коло лінійне.

Момент, з якого тиристор починає пропускати струм, визначається точкою, у якій потенціал анода стає позитивним по відношенню до потенціалу катода. На рис. 1.28,б цьому моменту відповідає точка A , для якої фазовий кут Ψ можна визначити з виразу

$$E_d = E_{2m} \sin \psi. \quad (1.122)$$

Дію джерела змінної ЕРС $e_2 = E_{2m} \sin \vartheta$ у випрямлячі при замкненому джерелі постійної ЕРС E_d (вважаємо, що його внутрішній опір дорівнює нулю), характеризується рівнянням

$$E_{2m} \sin \vartheta = \omega_m L \frac{di}{d\vartheta}, \quad (1.123)$$

де $L = L_a + L_d$.

Розв'язання рівняння (1.123) має вигляд

$$i_{\sim} = \frac{E_{2m}}{\omega_m L} \int_{\psi}^{\vartheta} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\omega_m L} (\cos \psi - \cos \vartheta). \quad (1.124)$$

Дія джерела постійної ЕРС E_d у випрямлячі при замкненому джерелі змінної ЕРС e_2 (внутрішнім активним опором мережі нехтуємо) характеризується рівнянням

$$-E_d = \omega_m L \frac{di_0}{d\vartheta} \quad (1.125)$$

з розв'язанням виду

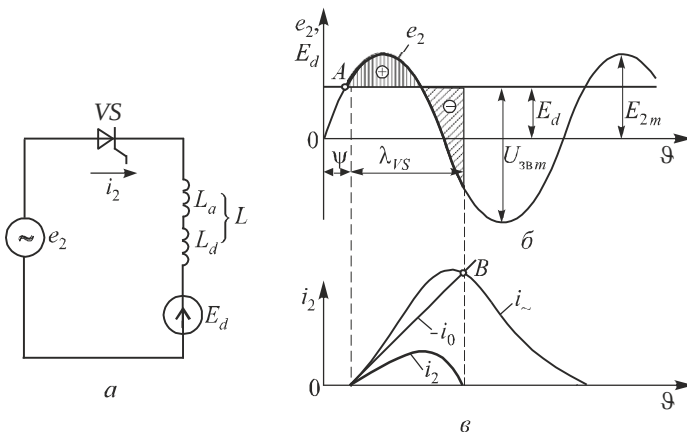


Рис. 1.28

$$i_0 = -\frac{E_d}{\omega_m L} \int_{\psi}^{\vartheta} d\vartheta = -\frac{E_d}{\omega_m L} (\vartheta - \psi). \quad (1.126)$$

Струм у випрямлячі при одночасній дії джерел ЕРС e_2 та E_d дорівнює

$$i = i_{\sim} + i_0 = \frac{E_{2m}}{\omega_m L} (\cos \psi - \cos \vartheta) - \frac{E_d}{\omega_m L} (\vartheta - \psi). \quad (1.127)$$

Для того, щоб визначити тривалість λ_{VS} протікання струму через тиристор, треба розв'язати рівняння

$$\int_{\psi}^{\psi + \lambda_{VS}} (E_{2m} \sin \vartheta - E_d) d\vartheta = 0, \quad (1.128)$$

яке є результатом розв'язання рівняння $(E_{2m} \sin \vartheta - E_d) = \omega_m L \frac{di}{d\vartheta}$ з урахуванням, що при $\vartheta = \lambda_{VS}$ $i = 0$. Вираз (1.128) визначає площу, що обмежена синусоїдою e_2 відносно горизонтальної лінії E_d (рис. 1.28,б). Ця площа має як позитивні значення (вище лінії E_d), так і негативні значення (нижче лінії E_d), тому рівність (1.128) задовільняється, якщо позитивна площа буде дорівнювати негативній. Це рівняння задовільняє також умові рівності нулю середнього значення напруги на індуктивності L .

На рис. 1.28,в побудовані криві струмі $i_{\sim}$, i_0 та i відповідно за рівняннями (1.124), (1.126), (1.127). Для зручності графічних побудов криві струмів $i_{\sim}$ та i_0 на рисунку розташовані в одному квадранті. Точка перетину цих кривих (точка B) визначає момент, коли струм тиристора спадає до нуля. З рисунка видно, що тривалість проходження струму через тиристор залежить від розташування синусоїди, яка представлена функцією $i_{\sim}$, та прямої лінії, яка представляє функцію i_0 , однієї відносно іншої.

Якщо випрямляч живить двигун постійного струму, проти ЕРС E_d якого змінюється за величиною (це пов'язано зі зміною його швидкості), то основні розрахункові величини зручніше зобразити у вигляді графічних залежностей, які є функціями E_d .

На рис. 1.29,а наведені залежності зміни: тривалості λ_{VS} протікання струму через тиристор (крива 1); відносного значення випрямленого струму I_d/I_2 , де $I_2 = E_{2m}/(\sqrt{2}\omega_m L)$ (крива 2); відносного максимального значення струму тиристора I_{2m}/I_d як функції відносної проти ЕРС $\sqrt{2}E_d/E_{2m}$ (крива 3).

На рис. 1.29,б наведені залежності зміни: відносної потужності двигуна постійного струму $P_d 2\omega_m L/E_{2m}^2$, де $E_{2m}^2/(2\omega_m L)$ — умовна потужність при $E_d = 0$ (крива 1); коефіцієнта використання трансформатора $K_p = P_d/S_2$, де $S_2 = E_2 I_2$ — розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора (крива 2); відносної потужності згладжувального дроселя $S_{др}/P_d$ як функції величини $\sqrt{2}E_d/E_{2m}$ (крива 3).

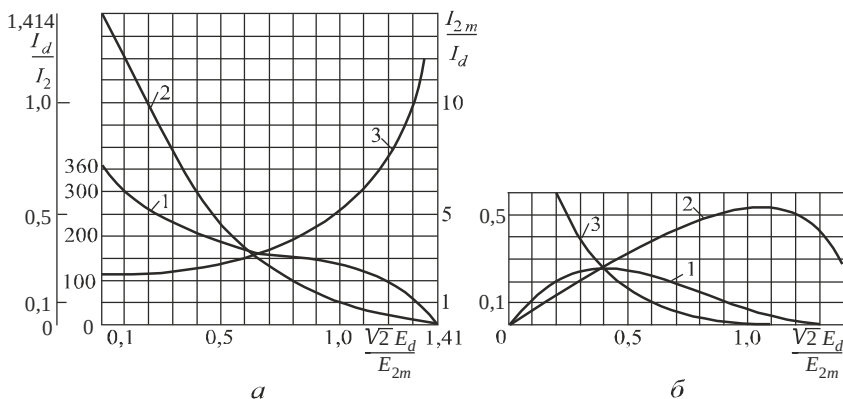


Рис. 1.29

Наведені графічні залежності дають можливість розраховувати однофазний однопівперіодний випрямляч, що живить двигун постійного струму, послідовно з яким ввімкнений згладжувальний дросель.

1.3. ТРИФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Схеми випрямлячів трифазного струму застосовують в основному для живлення споживачів середньої та великої потужності. Первинні

обмотки трансформатора таких випрямлячів з'єднані або зіркою, або трикутником. Вторинні обмотки трансформатора (їх може бути декілька) також є трифазними. За допомогою спеціальних схем з'єднання вторинних обмоток і усього випрямляча можна одержати випрямлену напругу, число пульсацій якої за період m_{Π} кратно трьом. При збільшенні числа пульсацій коефіцієнт пульсацій $K_{\Pi(1)} = 2 / (m_{\Pi}^2 - 1)$ зменшується, тому габаритні розміри і маса згладжувальних електричних фільтрів значно зменшуються або взагалі відпадає потреба в них. Випрямлячі трифазного струму рівномірно навантажують мережу трифазного струму і характеризуються високим коефіцієнтом використання трансформатора за потужністю.

Схеми випрямлячів трифазного струму використовуються для живлення статичних активних і активно-індуктивних навантажень, статичних навантажень з проти ЕРС (електроліз та ін.), а також динамічних навантажень (електродвигуни постійного струму) і нелінійних навантажень (електрична дуга та ін.).

1.3.1. Трифазний випрямляч з середньою точкою

Найпростішим трифазним випрямлячем є випрямляч з середньою точкою, схема якого запропонована Міткевичем. У еквівалентній схемі такого випрямляча (рис. 1.30,а) не враховані індуктивності розсіювання обмоток трансформатора ($L_a = 0$), а також активні опори тиристорів і трансформатора ($r = r_a + r_d = 0$). В ідеальній схемі при $\alpha = 0$ комутація струмів у тиристорах відбувається миттєво, тобто в будь-який момент часу струм протікає тільки через один тиристор, анод якого має найбільш високий потенціал. Тривалість роботи кожного тиристора $\lambda_{TS} = 2\pi/3$. Випрямлена напруга та струм мають однакову форму і містять трикратні пульсації за період ($m_{\Pi} = m_2 = 3$) (рис. 1.30,б).

Електричні параметри визначимо в загальному вигляді для багатофазного некерованого випрямляча з числом пульсацій випрямленої напруги за період $m_{\Pi} = m_2$.

Середнє значення випрямленої напруги згідно часовій діаграмі (рис. 1.30,а) (за початок відліку беремо точку 0_1)

$$U_{d0} = \frac{m_{\pi}}{2\pi} \int_{-\pi/m_{\pi}}^{\pi/m_{\pi}} u_d d\vartheta = \frac{m_{\pi}}{2\pi} \int_{-\pi/m_{\pi}}^{\pi/m_{\pi}} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{m_{\pi}}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_{\pi}}. \quad (1.129)$$

При $m_{\pi} = m_2 = 3$ $U_{d0} = 0,83E_{2m} = 1,17E_2$, де E_2 — діюче значення фазної ЕРС вторинної обмотки; $E_2 = E_{2m}/\sqrt{2}$.

При активному навантаженні форми кривих випрямлених напруг і струмів однакові, тому середнє значення випрямленого струму визначається аналогічно (1.129)

$$I_d = \frac{m_{\pi}}{\pi} I_{am} \sin \frac{\pi}{m_{\pi}}, \quad (1.130)$$

де $I_{am} = E_{2m}/r_d$ — амплітудне значення струму тиристора.

При $m_2 = 3$ $I_d = 0,83I_{am}$.

Щоб визначити коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги для будь-якої гармоніки q , спочатку треба визначити амплітуду q -ої гармоніки пульсацій u_d . Оскільки крива u_d симетрична відносно вісі ординат, вона містить тільки косинусоїдальні складові, тому

$$\begin{aligned} U_{(q)m} &= \frac{m_{\pi}}{\pi} \int_{-\pi/m_{\pi}}^{\pi/m_{\pi}} U_d \cos qm_{\pi} \vartheta d\vartheta = \frac{2m_{\pi}}{\pi} \int_0^{\pi/m_{\pi}} E_{2m} \cos \vartheta \cos qm_{\pi} \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{m_{\pi}}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_{\pi}} \cdot \frac{2}{q^2 m_{\pi}^2 - 1}, \end{aligned} \quad (1.131)$$

де $q = 1, 3, 5, 7, \dots$

Коефіцієнт пульсацій для q -ї гармоніки з урахуванням виразів (1.129) і (1.130)

$$K_{\pi(q)} = \frac{U_{(q)m}}{U_{d0}} = \frac{2}{q^2 m_{\pi}^2 - 1}. \quad (1.132)$$

При $m_{\pi} = 3$ $K_{\pi(1)} = 0,25$.

Частота пульсацій для q -ої гармоніки

$$f_{(q)} = qm_{\pi}f_m, \quad (1.133)$$

де f_m — частота напруги живильної мережі.

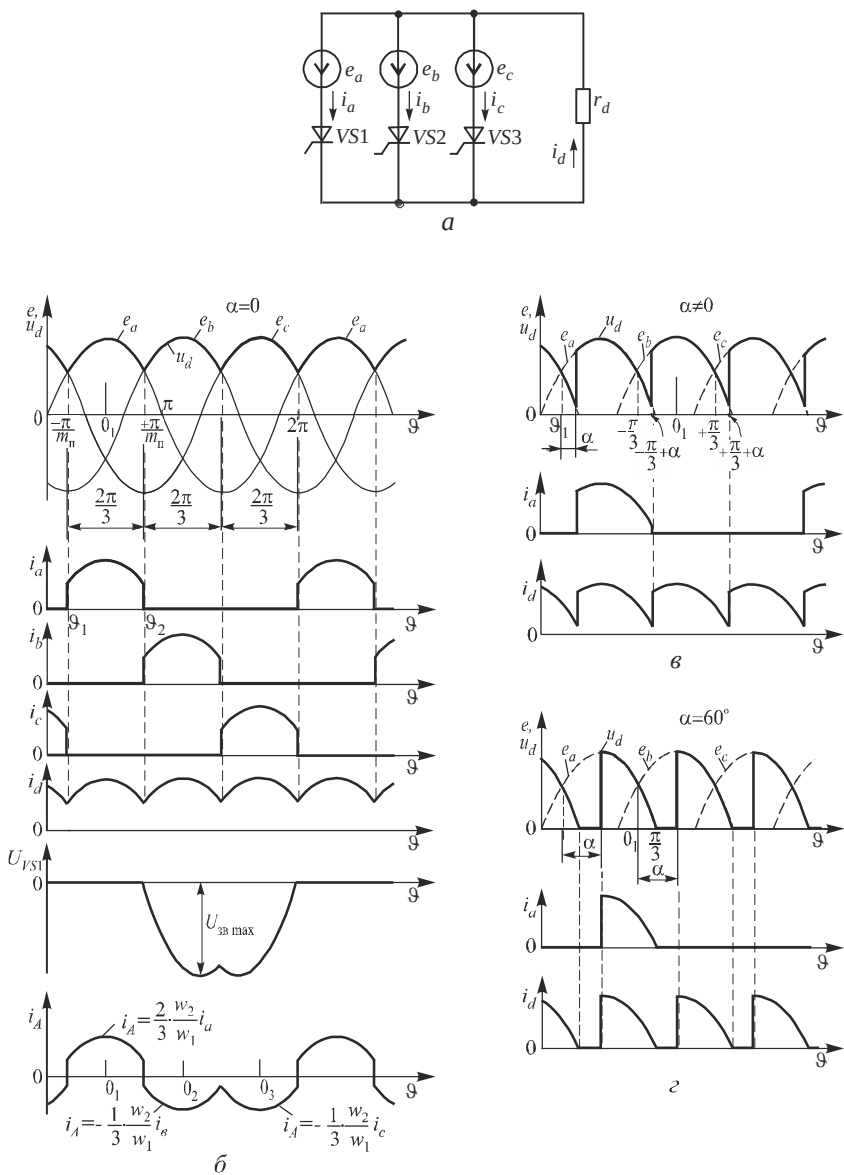


Рис. 1.30

У багатофазній схемі з середньою точкою число пульсацій випрямленої напруги за період дорівнює числу вторинних обмоток трансформатора, тому кожний тиристор пропускає струм на протязі частини періоду, що дорівнює $\lambda_{VS} = 2\pi/m_2$. Середнє значення струму в m_2 разів менше струму навантаження

$$I_a = \frac{I_d}{m_2} = \frac{1}{\pi} I_{am} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (1.134)$$

При $m_2 = 3$ $I_a = 0,277I_{am}$, або $I_{am}/I_a = 3,63$.

Максимальне значення зворотної напруги на тиристорі

$$U_{звм} = \sqrt{3}E_{2m} = \sqrt{3} \frac{\pi}{m_2} \cdot \frac{U_{d0}}{\sin(\pi/m_2)}. \quad (1.135)$$

При $m_2 = 3$ $U_{звм} \approx 2,1U_{d0}$.

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}m_2} \cdot \frac{U_{d0}}{\sin \pi/m_2}. \quad (1.136)$$

При $m_2 = 3$ $E_2 = 0,855U_{d0}$.

Якщо враховувати активні опори обмоток трансформатора r_a та тиристорів у прямому напрямку r_d , то

$$E_2 = 0,855U_{d0}/\eta_a, \quad (1.137)$$

де $\eta_a = \frac{r_d}{r_d + r_a + r_d}$ — умовний ККД анодного кола.

Струм вторинної обмотки (як і струм тиристора) тече на протязі часу, що визначається кутом $\lambda_{VS} = 2\pi/m_2$ за кожний період, тому діюче значення цього струму

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m_2}^{\pi/m_2} I_{am}^2 \cos^2 \vartheta d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/m_2} I_{am}^2 \left(\frac{1+\cos 2\vartheta}{2}\right) d\vartheta} = \\ &= I_{am} \sqrt{\frac{1}{2m_2} + \frac{\sin \frac{2\pi}{m_2}}{4\pi}}. \end{aligned} \quad (1.138)$$

При $m_2 = 3$ $I_2 = 0,484I_{am} = 0,583I_d$.

Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора трифазного випрямляча з середньою точкою

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 0,855 U_{d0} \cdot 0,583 I_d = 1,48 P_d. \quad (1.139)$$

Визначимо струми у первинних обмотках трансформатора, з'єднаних зіркою, нехтуючи струмом намагнічування.

Для визначення закону зміни струмів у первинних обмотках трансформатора i_A, i_B, i_C треба скласти рівняння рівноваги намагнічуючих сил вздовж замкнених контурів магнітопроводу і рівняння за першим законом Кірхгофа для трьох інтервалів періоду (рис. 1.31,а)

$$\left. \begin{aligned} w_1 i_A - w_1 i_B - w_2 i_a &= 0, \\ w_1 i_B - w_1 i_C &= 0, \\ i_A + i_B + i_C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.140)$$

З системи рівнянь (1.140) визначимо закономірність зміни струмів у первинних обмотках на протязі інтервалу часу, коли струм пропускає тиристор $VS1$,

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{2}{3} \frac{w_2}{w_1} i_a = \frac{2}{3} K_T i_a, \\ i_B &= -\frac{1}{3} \frac{w_2}{w_1} i_a = -\frac{1}{3} K_T i_a, \\ i_C &= -\frac{1}{3} \frac{w_2}{w_1} i_a = -\frac{1}{3} K_T i_a, \end{aligned} \right\} \quad (1.141)$$

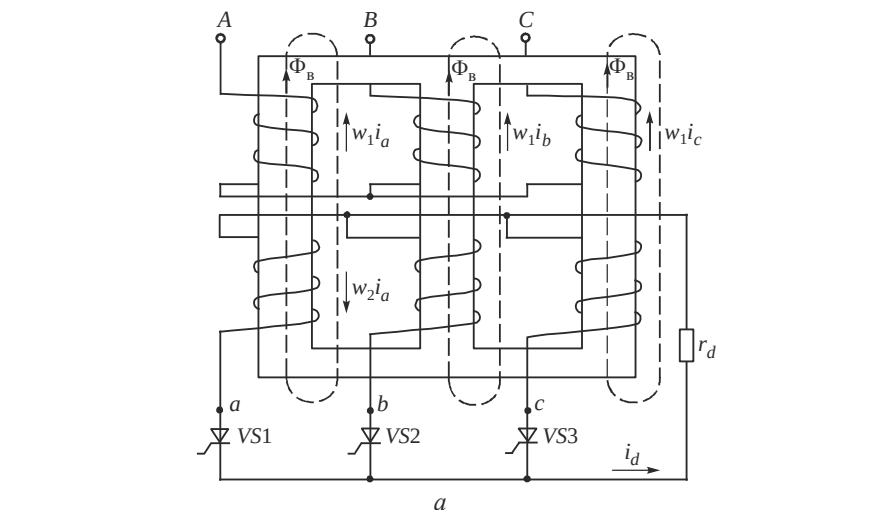
де $K_T = w_2/w_1$ — коефіцієнт трансформації.

Аналогічно визначаються струми i_A, i_B, i_C в наступні інтервали, коли струм пропускає тиристор $VS2$, а потім тиристор $VS3$. На основі цих закономірностей побудована крива струму i_A на рис. 1.30,б.

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора у загальному вигляді

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 d\vartheta}.$$

A	B	C
1	1	1
1	1	0
1	0	1
1	0	0
0	1	1
0	1	0
0	0	1
0	0	0



93

лів. Функцію i_A для кожного інтервалу зручно виражати відносно початку координат, що відповідає максимальному значенню даної функції на інтервалі (точки $0_1, 0_2, 0_3$ на рис. 1.30,б).

При такому відліку змінного кута нижні та верхні границі кожного інтеграла однакові, причому інтеграли для другого та третього інтервалів дорівнюють один одному. Тому діюче значення стуму первинної обмотки

$$I_1 = \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/3}^{\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_{am} \cos \vartheta \right)^2 d\vartheta + 2 \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \left(\frac{1}{3} I_{am} \cos \vartheta \right)^2 d\vartheta \right]} =$$

$$= I_{am} K_T \sqrt{\frac{3}{27} + \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{6\pi}} = 0,395 K_T I_{am} = 0,476 K_T I_d, \quad (1.142)$$

де $I_{am} = E_{2m}/r_d$.

Розрахункова потужність первинних обмоток трансформатора

$$S_1 = m_1 E_1 I_1 = 3 \frac{w_1}{w_2} E_2 I_1 = 1,21 P_d. \quad (1.143)$$

Типова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,35 P_d. \quad (1.144)$$

Вимушене намагнічування осердя трансформатора. Розглянемо розподіл намагнічуючих сил на стрижнях осердя трансформатора на протязі протікання струму через кожний тиристор.

У період, коли струм пропускає тиристор $VS1$ (інтервал $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$) сумарні значення н.с. у кожному стрижні осердя трансформатора (рис. 1.31,а) будуть відрізнятися від нуля

$$\left. \begin{aligned} \text{стрижень } A: \quad w_1 i_A - w_2 i_a &= -\frac{1}{3} w_2 i_a, \\ \text{стрижень } B: \quad w_1 i_B &= -\frac{1}{3} w_2 i_a, \\ \text{стрижень } C: \quad w_1 i_C &= -\frac{1}{3} w_2 i_a. \end{aligned} \right\} \quad (1.145)$$

Таким чином на інтервалі $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$, який складає $1/3$ частину періоду мережі, на всіх стрижнях діють рівні за величиною некомпенсовані намагнічуючі сили, які співпадають за напрямком. Ці намагнічуючі сили викликають додаткові пульсуючі магнітні потоки Φ_v в стрижнях трансформатора однакового напрямку (рис. 1.31,а). На протязі наступних інтервалів, коли струм тече через тиристори $VS2$ і $VS3$ у стрижнях виникають аналогічні потоки.

Магнітні потоки, викликані некомпенсованими н.с. на стрижнях, називають потоками вимушеного намагнічування. Некомпенсовані н.с., які визначаються на кожному стрижні величиною $-\frac{1}{3} w_2 i_a$, містять постійну і змінну складову, частота якої кратна трьом. Отже, і потік вимушеного намагнічування містить постійну складову Φ_{v0} і змінну складову $\Phi_{v\sim}$, частота якої кратна трьом (при з'єднанні обмоток трансформатора зірка - зірка).

Потоки вимушеного намагнічування складають (20...25)% від основного магнітного потоку трансформатора. Вони замикаються частково через осердя, а частково через повітря і сталеву арматуру, яка оточує осердя трансформатора. У результаті осердя насичується, а в сталевій арматурі виникають теплові втрати за рахунок вихрових струмів, які наводяться змінною складовою потоку вимушеного намагнічування. На рис. 1.31,б наведено криву струму, що визначається сумарною н.с. $\sum w i$ з урахуванням вимушеного намагнічування, зумовленого постійною складовою Φ_{v0} . Внаслідок насичення осердя трансформатора струм холостого ходу значно збільшується за амплітудою, причому його форма стає несинусоїдальною. Збільшується також і площа петлі перемагнічування S . Внаслідок цього діюче значення струму $x. x.$ зростає.

Треба зауважити, що струм $x. x.$ містить гармонічні складові, які потрапляють до мережі живлення. Таким чином, явище вимушеного намагнічування осердя трансформатора у трифазному випрямлячі з середньою точкою при з'єднанні обмоток трансформатора зіркою призводить до небажаних наслідків, зменшити які можна або збільшуючи пе-

переріз осердя трансформатора, або знижуючи амплітуду магнітної індукції в осерді у порівнянні з розрахунковою величиною.

Для усунення додаткових втрат, викликаних змінною складовою потоку вимушеного намагнічування, первинні обмотки трансформатора треба з'єднати трикутником. При цьому в потоці вимушеного намагнічування залишається тільки постійна складова; змінна складова з явно вираженою третьою гармонікою компенсується потоками, що утворюються струмами вищих гармонік з частотою, кратною трьом, які вміщуються у струмах первинних обмоток трансформатора і замикаються по контуру, утвореному цими обмотками.

Для усунення в осерді трансформатора постійної складової потоку вимушеного намагнічування застосовують розщеплення кожної вторинної обмотки на дві рівні частини з подальшим з'єднанням шести обмоток способом зіг-заг (рис. 1.31,в). Незважаючи на те, що конструкція трансформатора дещо ускладнюється, в цілому він буде легшим, тому що нема потреби збільшувати переріз осердя трансформатора як у випадку, коли потік постійного намагнічування присутній. Очевидно, що при розрахунку коефіцієнта трансформації трансформатора треба враховувати, що до навантаження в кожний момент часу прикладається геометрична сума напруг, що індуктуються на обмотках, які належать різним фазам: $E_2 = \sqrt{3}E'_2$, де E'_2 — ЕРС на секції.

Розрахункова потужність вторинних обмоток при з'єднанні в зіг-заг

$$S_2 = m'_2 E'_2 I_2 = 6 \frac{E_2}{\sqrt{3}} I_2 = 1,71 P_d.$$

При роботі керованого трифазного випрямляча з середньою точкою на активне навантаження можна виділити два характерних режими роботи випрямляча: а) режим безперервних струмів навантаження $0 \leq \alpha \leq \pi/6$ (див. рис. 1.30,в); кут керування α у трифазних випрямлячах прийнято відраховувати від точки природного вмикання вентиля (діода) (момент ϑ_1 на рис. 1.30,в); б) режим переривчастих струмів навантаження $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ (рис. 1.30,з).

Середнє значення випрямленої напруги для цих режимів визначається виразами (за початок відліку приймаємо точку 0_1 на рис. 1.30,з)

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3E_{2m}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha =$$

$$= U_{d0} \cos \alpha \quad (0 \leq \alpha \leq \pi/6), \quad (1.146)$$

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3E_{2m}}{2\pi} [1 + \cos(\pi/6 + \alpha)] =$$

$$= \frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(\pi/6 + \alpha)] \quad (\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6). \quad (1.147)$$

При $\alpha = 5\pi/6$ випрямлена напруга дорівнює нулю.

Для усіх режимів криві випрямлених напруг і струму мають однакову форму та мають трьохфазні пульсації за період.

При активно-індуктивному навантаженні ($r = 0$, $L_a = 0$, $L_d \neq 0$) випрямляч також може працювати в двох режимах. Переривчатість струму в колі навантаження залежить не тільки від діапазону зміни кута керування α , але й від співвідношення параметрів навантаження r_d та L_d . Як і в однофазних випрямлячах, крива випрямленої напруги на інтервалі може мати негативні значення, що пояснюється можливістю тиристора пропускати струм при негативній напрузі на обмотці даної фази за рахунок енергії, накопиченої в магнітному полі дроселя L_d . При $\alpha \leq \pi/6$ безперервний режим струму має місце при будь-яких співвідношеннях r_d та L_d і нічим не відрізняється від випадку активного навантаження при $\alpha \leq \pi/6$. При подальшому збільшенні кута керування безперервний режим струму зберігається тільки при значній перевазі індуктивності L_d ($\frac{\omega_p L_d}{r_d} \geq 3 \dots 5$). Для $\frac{\omega_p L_d}{r_d} > 10$ без великої похибки струм навантаження можна вважати ідеально згладженим (рис. 1.32,а). Середнє значення напруги для режиму безперервного струму

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha.$$

Гармонічний склад первинного струму i_A для режиму безперервного струму навантаження (рис. 1.32,а) можна визначити з виразу

$$i_{A(q)}(\vartheta) = \frac{\sqrt{3}I_d K_T}{\pi} \left(\cos \vartheta + \frac{1}{2} \cos 2\vartheta - \frac{1}{4} \cos 4\vartheta - \right. \\ \left. - \frac{1}{5} \cos 5\vartheta + \frac{1}{7} \cos 7\vartheta + \frac{1}{8} \cos 8\vartheta - \dots \right), \quad (1.148)$$

де $q = km_{\pi} \pm 1$ — порядковий номер гармоніки, яка присутня в кривій струму, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$. При $m_{\pi} = 3$ $q = 1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, \dots$

Для усунення негативних ділянок у кривій випрямленої напруги та поліпшення коефіцієнта потужності випрямляча в схему вмикають нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження. Струм через нульовий діод VD_0 при активно-індуктивному навантаженні підтримується за рахунок ЕРС самоіндукції навантаження і тече на інтервалі $\alpha \dots \pi/6$

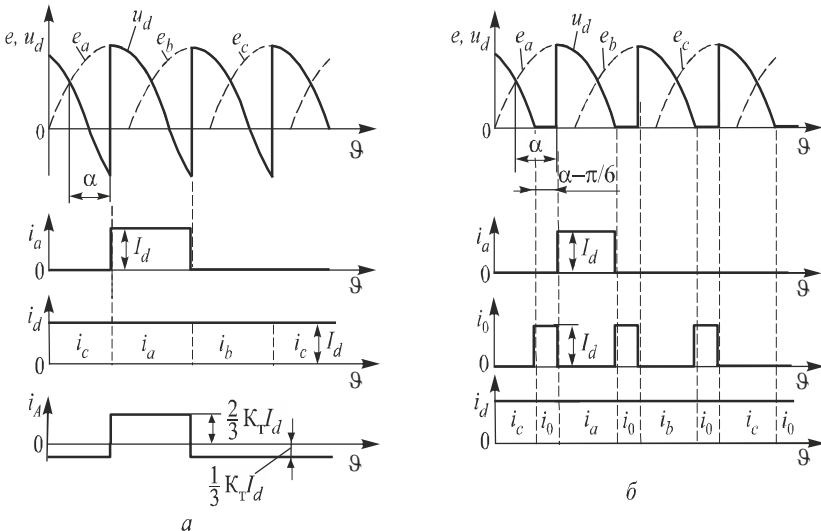


Рис. 1.32

(рис. 1.32,б). При цьому напруга на навантаженні на інтервалі $\alpha \dots \pi/6$ дорівнює нулю, а тиристори $VS1$, $VS2$, $VS3$ закриті.

Основні розрахункові параметри для трифазного випрямляча з середньою точкою наведені у табл. 1.1 та 1.2.

При врахуванні індуктивностей розсіювання обмоток трансформатора $L_a \neq 0$, так як і в однофазному випрямлячі, існують інтервали, які відповідають роботі одного та двох тиристорів.

Розглянемо режими, які відповідають двом інтервалам періоду — інтервалу одиночної роботи тиристора, коли струм у тиристорі дорівнює струму навантаження I_d ($L_d = \infty$), та інтервалу комутації.

На інтервалі комутації струм в одному тиристорі зменшується до нуля, а в іншому — збільшується від нуля до I_d .

У період комутації струму в тиристорах $VS1$ і $VS2$ (див. рис.1.30,а) при дії тільки ЕРС e_a та e_b вітка навантаження для змінного струму має нескінченно великий опір, тому струм комутації i_k визначається з рівняння, що складено для короткозамкненого контуру $e_a - L_a - L_a - e_b$ (рис. 1.30,а),

$$e_b - e_a = 2x_a \frac{di_k}{d\vartheta}, \quad (1.149)$$

де $e_b - e_a = \sqrt{3}E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha)$ (рис. 1.33).

Розв'язавши рівняння (1.148), одержимо

$$i_k = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha) + A.$$

Випрямлена напруга на інтервалі роботи двох фаз (кут γ) визначається з рівняння

$$u_d = e_b - x_a \frac{di_k}{d\vartheta} = e_b - \frac{e_b - e_a}{2} = \frac{e_b + e_a}{2}. \quad (1.150)$$

Якщо діє тільки джерело струму I_d , то в період комутації γ струми у тиристорах $VS1$ і $VS2$ дорівнюють $I_d/2$.

При одночасній дії джерела e_a , e_b та I_d струми в тиристорах $VS1$ і $VS2$ (використовуємо метод накладання) визначається співвідношеннями

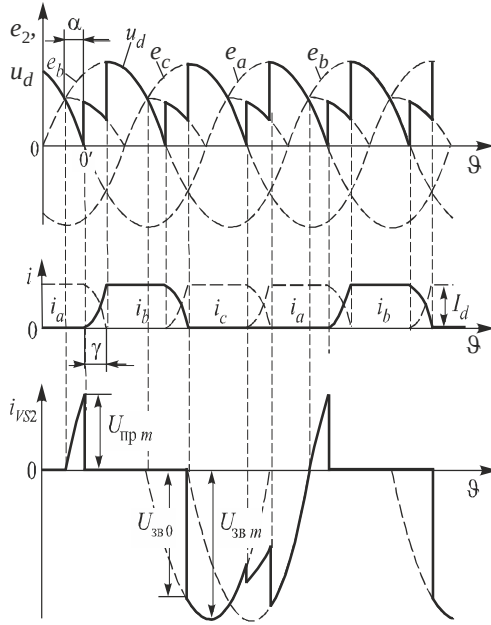


Рис. 1.33

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \frac{I_d}{2} - i_k = \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha) - A, \\ i_b &= \frac{I_d}{2} + i_k = \frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha) + A. \end{aligned} \right\} \quad (1.151)$$

Стала інтегрування A визначається з урахуванням початкових умов: при $\vartheta = 0$ $i_b = 0$

$$A = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} \cos \alpha - \frac{I_d}{2}. \quad (1.152)$$

Підставляючи (1.152) в (1.151), одержимо

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_d - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)], \\ i_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)]. \end{aligned} \right\} \quad (1.153)$$

Кут комутації визначимо з умови, що при $\vartheta = \gamma$ $i_b = I_d$

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{2x_a I_d}{\sqrt{3}E_{2m}}. \quad (1.154)$$

Миттєве значення напруги на індуктивності L_a в період комутації у відповідності до рівняння (1.149) має вигляд

$$u_x = x_a \frac{di_k}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha) = \frac{e_b - e_a}{2}.$$

Середнє значення втрат випрямленої напруги в період комутації

$$\Delta U_x = \frac{3}{2\pi} \int_0^\gamma u_x d\vartheta = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} E_{2m} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (1.155)$$

Підставляючи (1.153) в (1.154) одержимо

$$\Delta U_x = \frac{3}{2\pi} x_a I_d. \quad (1.156)$$

Зовнішня характеристика випрямляча

$$U_{d\alpha\gamma} = U_{d\alpha} - \Delta U_x = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3x_a I_d}{2\pi}. \quad (1.157)$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорах $\sqrt{3}E_{2m}$, максимальна пряма напруга $\sqrt{3}E_{2m} \sin \alpha$, стрибок напруги на тиристорі в момент закінчення комутації $U_{зв0} = \sqrt{3}E_{2m} \sin(\alpha + \gamma)$.

1.3.2. Шестифазний випрямляч з середньою точкою

При великих рівнях потужності випрямляча наявність трьох вторинних фаз трансформатора виявляється недостатньою для того, щоб забезпечити невеликі пульсації випрямленої напруги; звільнити живильну мережу змінного струму від значних за амплітудою вищих гармо-

нічних складових, що є у струмі первинної обмотки трансформатора при малому числі фаз випрямляча; підвищити потужність перетворювальної установки. Тому випрямлячі на велику потужність виконуються за шестифазними, а в деяких випадках за 12- фазними схемами.

На рис. 1.34,*а* наведена схема шестифазного випрямляча при роботі на активно-індуктивне навантаження ($r = 0$, $L_d = 0$, $L_d = \infty$).

На кожному стрижні трифазного трансформатора є одна первинна та дві вторинні обмотки. Первинні обмотки можуть бути з'єднані як у зірку, так і у трикутник. Вторинні обмотки утворюють шестифазну зірку (рис. 1.34,*б*). Вектори кожної фази вторинної напруги зсунуті на 60 ел. град. Середня (нульова) точка зірки утворює негативний полюс кола навантаження. Позитивним полюсом є спільна точка катодів діодів. У схемі, як і в трифазній схемі, у будь-який момент часу струм проводить той вентиль, потенціал анода якого найбільш позитивний. Часові діаграми, що пояснюють роботу схеми наведені на рис. 1.35,*а* (з'єднання первинних обмоток у трикутник). Якщо у колі навантаження ввімкнений згладжувальний дросель $L_d = \infty$, то струм навантаження $i_d = I_d$ буде ідеально згладженим, і через кожний вентиль буде текти струм на протязі шостої частини періоду $\lambda_{VS} = 2\pi/6$. Тоді середнє значення струму кожного вентиля буде $I_a = I_d/m_2 = I_d/6$.

У закритому стані до вентиля прикладається міжфазна напруга через відкритий діод (рис. 1.35,*а*). Очевидно, що максимальна напруга буде прикладена до закритого вентиля, коли струм проводить вентиль фази, який знаходиться на тому ж стрижні (напруга якої знаходиться у протифазі) $U_{зв \max} = 2E_{2m} = 2,09U_{d0}$.

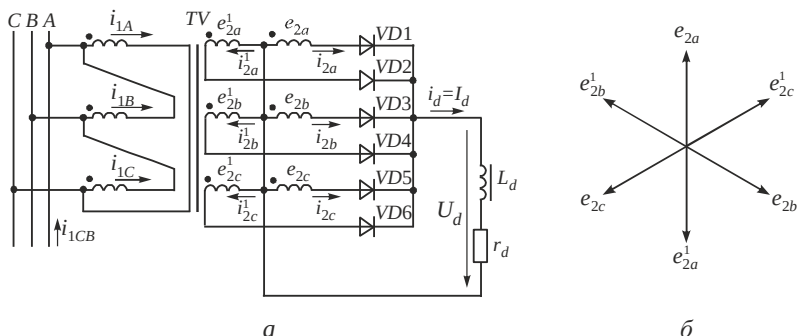
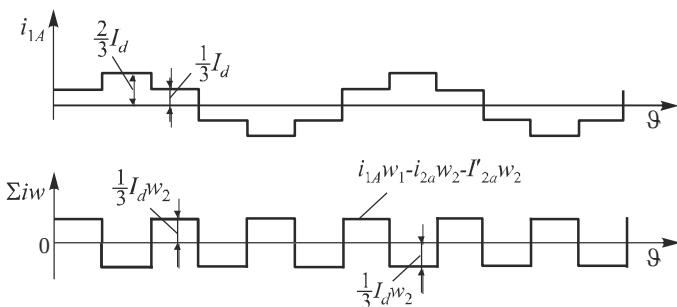
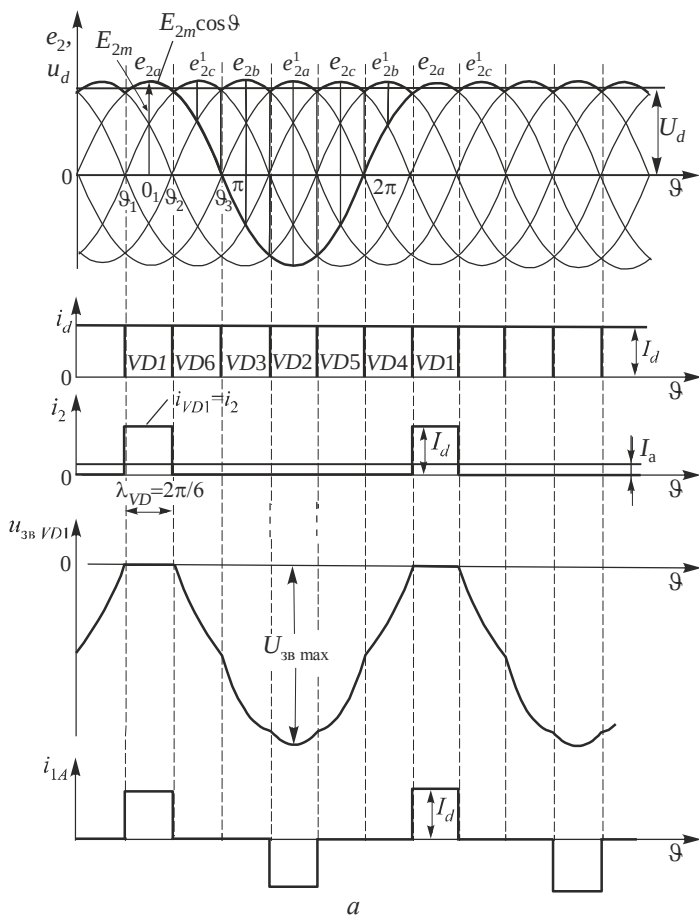


Рис. 1.34



б

Рис. 1.35

Як видно з часових діаграм до навантаження через відкритий діод прикладається фазна напруга на протязі шостої частини періоду, тобто вихідна напруга буде мати шестикратні пульсації, а її середнє значення обчислюється за формулою (1.129)

$$U_{d0} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} E_2 \sin \frac{\pi}{6} = 1,35 E_2. \quad (1.158)$$

Коефіцієнт пульсацій напруги на навантаженні за першою гармонікою визначається співвідношенням (1.132) $K_{\pi(1)} = 0,057$. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора визначається формулою

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = I_d / \sqrt{6}. \quad (1.159)$$

Первинна обмотка трансформатора у схемі може бути ввімкнена як за схемою зірка, так і за схемою трикутника. Якщо первинна обмотка ввімкнена трикутником, то струм у цій обмотці може текти незалежно від струму первинних обмоток інших фаз, тому що обидва кінці кожної обмотки з'єднані з лінійною напругою мережі. Вторинний струм обмоток, що знаходяться на одному стрижні, трансформується у первинну обмотку з урахуванням коефіцієнта трансформації K_T трансформатора. Якщо на вторинній стороні є дві обмотки, які створюють магнітний потік, що направлений у різні сторони, то первинний струм i_A буде мати форму, що наведена на рис. 1.35,а, і вимушене намагнічування буде відсутнє. Діюче значення струму первинної обмотки визначається формулою

$$I_1 = \sqrt{\frac{1 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} K_T^2 I_d^2 dt} = K_T I_d / \sqrt{3}. \quad (1.160)$$

При аналізі трифазного випрямляча з середньою точкою і з'єднанні первинних обмоток у зірку було показано (див. § 1.3.1), що у первинній обмотці однієї з фаз струм не може текти незалежно від первинних струмів інших фаз. Струморозподілення полягає у наступному співвідношенню (див. (1.141))

$$i_{1A} = (2/3) K_T i_{2a}; \quad i_{1B} = i_{1C} = (-1/3) K_T i_{2a}.$$

Так як миттєве значення струму вторинної обмотки дорівнює струму навантаження I_d , то

$$i_{1A} = (2/3)K_T I_d, \quad i_{1B} = i_{1C} = (-1/3)K_T I_d.$$

З використанням наведених співвідношень на рис. 1.35,б побудована крива струму однієї з первинних обмоток трансформатора при з'єднанні їх у зірку. На цьому ж рисунку наведена часова діаграма сумарних н.с. $\sum i_w$ обмоток, що знаходяться на одному зі стрижнів осердя трансформатора, наприклад, А: $i_{1A}w_1 - i_{2a}w_2$. Для інтервалу $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$ сумарні н.с. $(2/3)(w_2/w_1)I_d w_1 - I_d w_2 = -(1/3)I_d w_2$; для інтервалу $\vartheta_2 \dots \vartheta_3$ $i_{1A}w_1 = (1/3)(w_2/w_1)I_d w_1 = (1/3)I_d w_2$, $i_{2a} = 0$ для цього інтервалу і т.д. Якщо побудувати подібні діаграми для інших фаз, то вони будуть мати точно такий же вигляд. А це означає, що при з'єднанні первинної обмотки трансформатора зіркою, в осерді трансформатора виникає змінний потік вимушеного намагнічування, що має частоту у три рази вищу за частоту живильної напруги. Магнітні потоки вимушеного намагнічування замикаються частково по осердю, частково по повітрю та металевій арматурі трансформатора. У цьому випадку осердя трансформатора перемагнічується з потрібною частотою, зростають втрати у сталі осердя та арматурі, викликаючи їх нагрів.

Типова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,55P_d, \quad (1.161)$$

де

$$S_1 = 3I_1E_1 = 3K_T \frac{I_d}{\sqrt{3}} \frac{U_{d0}}{1,35K_T} = 1,85P_d, \quad S_2 = 6I_2E_2 = 6 \frac{I_d}{\sqrt{6}} \frac{U_d}{1,35} = 1,28P_d.$$

Погане використання трансформатора, погане використання вентилів (велика амплітуда струму при малій тривалості провідного стану), наявність пульсуючого потоку вимушеного намагнічування при з'єднанні первинної обмотки трансформатора у зірку обмежують практичне використання цієї схеми.

1.3.3. Шестифазний випрямляч з з'єднанням вторинних обмоток трансформатора зірка - обернена зірка зі зрівнювальним реактором (дроселем)

У схемі (рис. 1.36,*а*) шість вторинних обмоток розбиті на дві трифазні групи, кожна з яких з'єднана у зірку. Причому, якщо у одній зірці обмотки всіх фаз з'єднані початками, то у іншій — кінцями. Нульові (середні) точки зірок (0_1 та 0_2) з'єднані між собою через однофазний реактор (дросель) (зрівнювальний реактор) ЗР з середньою точкою 0 , яка є негативним полюсом навантаження. Вільні кінці вторинних обмоток трансформатора підімкнені до анодів вентилів, катоди яких з'єднані разом і утворюють позитивний полюс навантаження. Таке увімкнення дроселя дозволяє двом трифазним випрямлячам працювати паралельно. Якщо реактор вилучити та з'єднати точки 0_1 і 0_2 , то схема перетвориться у шестифазну схему з середньою точкою, розглянуту раніше. Векторні діаграми фазних напруг без зрівнювального реактора та при його наявності наведені на рис. 1.36,*б*, *в*.

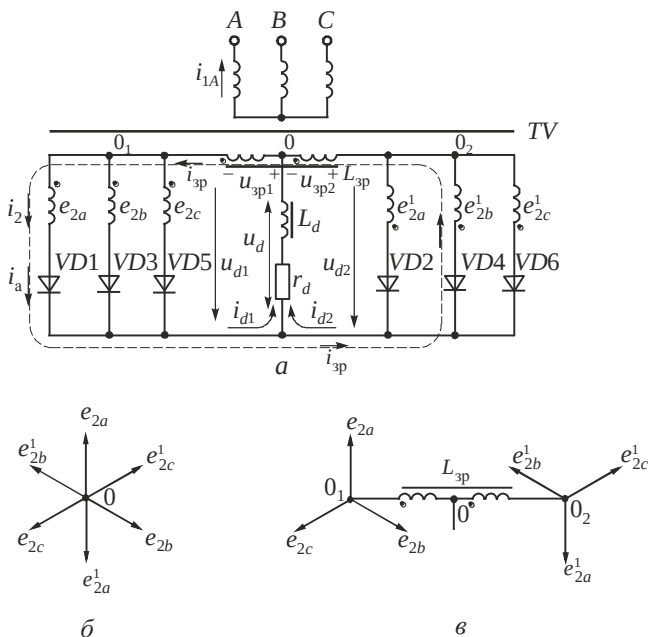


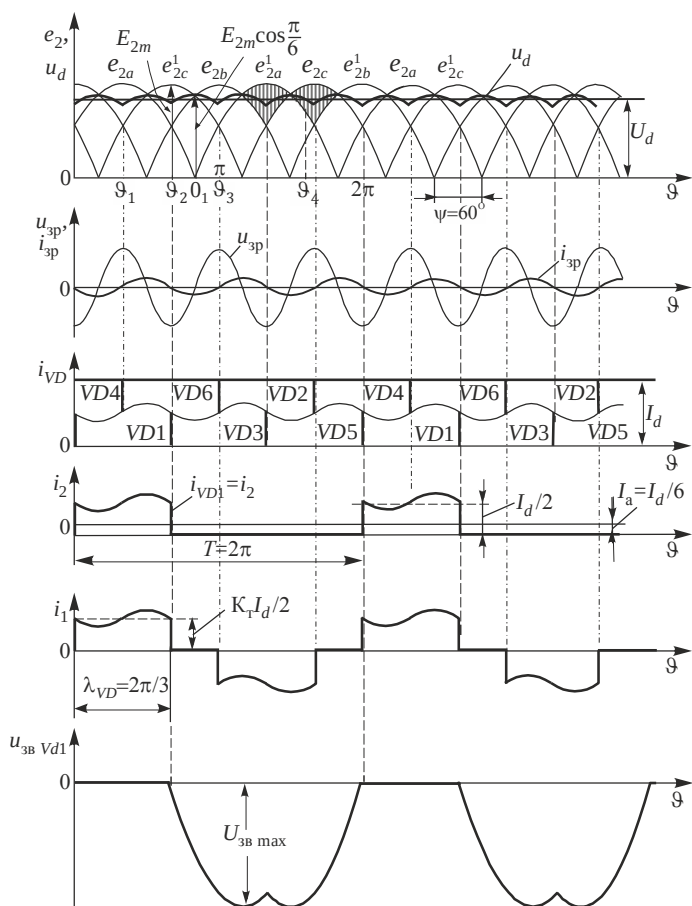
Рис. 1.36

Часові діаграми струмів і напруг схеми з зрівнювальним реактором наведені на рис. 1.37,а, для $r = 0$, $L_a = 0$, $L_d = \infty$, $L_{зр} \neq 0$.

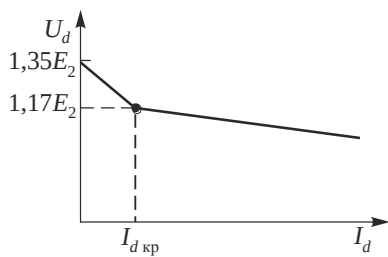
Оскільки є дві групи вторинних обмоток трансформатора, то утворюється шестифазна система напруг. На інтервалі $0 \dots \vartheta_2$ напруга e_{2a} є найбільш позитивною (момент 0 рис. 1.37) і діод $VD1$ відкривається. Його анодний струм i_{VD1} протікає через ліву половину дроселя $L_{зр}$, на ній виникає ЕРС $u_{зр}$, яка перешкоджає зміні струму в дроселі, тобто має полярність, наведену на рис. 1.36,а. Тому результуюча напруга u_{VD1} , що діє на аноді $VD1$ (по відношенню до точки 0), зменшується $u_{VD1} = e_{2a} - u_{зр}$.

У той же час на правій півобмотці дроселя $L_{зр}$ також виникає ЕРС $u_{зр2} = u_{зр1}$ з протилежною полярністю. Тому напруга на аноді діода $VD4$ збільшується: $u_{VD4} = e'_{2b} + u_{зр2}$.

Комутація струмів здійснюється тільки між вентилями одного трифазного випрямляча (за умови ідеалізованих параметрів — комутація миттєва). Отже, у кожному трифазному випрямлячі в будь-який момент часу струм пропускає один вентиль. Тривалість роботи кожного вентиля $\lambda_{VD} = 2\pi/3$. Ураховуючи, що системи трифазних напруг вторинних обмоток зсунуті на 60° , у схемі одночасно пропускають струм два вентиля. Наприклад, на інтервалі $0 \dots \vartheta_1$ одночасно пропускають струм вентиля $VD1$ і $VD4$, на інтервалі $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$ — вентиля $VD1$ і $VD6$, на інтервалі $\vartheta_2 \dots \vartheta_3$ — вентиля $VD3$ і $VD6$ і т.д. При цьому різниця фазних ЕРС анодних кіл, що одночасно пропускають струм, урівноважується проти ЕРС зрівнювального реактора. На рис.1.37,а ця різниця показана заштрихованими ділянками. Так, наприклад, коли одночасно пропускають струм вентиля $VD2$ і $VD5$ (момент часу ϑ_4), миттєве значення напруги на реакторі $u_{зр} = u_{зр1} + u_{зр2} = e_{2c} - e'_{2a}$; $u_{зр1} = u_{зр2} = u_{зр}/2$.



a



б

Рис. 1.37

Миттєве значення напруги на навантаженні визначається як алгебраїчна сума фазної напруги, яка діє на аноді вентиля, який проводить струм, та напруги на півобмотці зрівнювального реактора, наприклад, для моменту часу ϑ_4

$$u_d = e_{2c} - u_{3p1} = e'_{2a} + u_{3p2} = e_{2c} - (e_{2c} - e'_{2a})/2 = (e_{2c} + e'_{2a})/2,$$

тобто напруга на навантаженні дорівнює півсумі напруг фаз, які проводять у даний момент часу струм. Тому (рис. 1.37,а) крива u_d має шість пульсацій за період напруги мережі, тобто $m_{\Pi} = 6$. У той же час $\lambda_{VD} = 2\pi/3 = 120^\circ$ як у трифазній схемі.

Напруга на зрівнювальному реакторі L_{3p} змінна і має потрібну частоту по відношенню до частоти мережі живлення. Амплітуда цієї напруги достатньо велика $U_{3p \max} = \sqrt{2}E_2 - \sqrt{2}E_2 \sin 30^\circ = 0,5\sqrt{2}E_2$.

Наявність двох одночасно відкритих вентилів з різних трійок призводить до появи контуру для протікання струму, який не тече через навантаження: наприклад, (рис.1.36,а), $VD1 - VD4 - w'_{2b} - L_{3p} - w_{2a} - VD1$. Результуюча ЕРС, що діє у цьому контурі, $u_{3p} = u_k$. Під дією цієї ЕРС у контурі тече зрівнювальний струм i_{3p} , який має індуктивний характер, тому що активним опором обмоток трансформатора та зрівнювального реактора нехтуємо ($r = 0$). Цей струм i_{3p} буде зсунутий за фазою відносно напруги u_{3p} на кут $\pi/2$ в бік відставання.

Амплітуда зрівнювального струму з урахуванням того, що частота напруги, яка діє в цьому контурі, $\omega_{3p} = 3\omega_m$, дорівнює

$$I_{3p \max} = \frac{U_{3p \max}}{X_{3p}} = \frac{0,5\sqrt{2}E_2}{6\pi f_m L_{3p}}. \quad (1.162)$$

Зрівнювальний струм накладається на струм вентиля, величина якого визначається струмом навантаження, і пульсує на інтервалі провідності вентиля навіть при ідеальному згладжуванні струму навантаження з потрібною частотою (рис. 1.37,а): $i_{VD} = i_2 = 0,5I_d \pm i_{3p}$. Первинні обмотки трансформатора з'єднують або зіркою, або трикутником.

У подвійному трифазному режимі амплітуда випрямленої напруги

$U_{d\max}$ менша, ніж у трифазному режимі $U_{d\max} = \sqrt{2}E_2 \cos \pi/6$ (див. момент 0₁ на рис. 1.37,а). Тому середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1 \cdot 6}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}E_2 \cos \frac{\pi}{6} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6\sqrt{6}}{4\pi} E_2 = 1,17E_2. \quad (1.163)$$

У результаті одержали таке ж співвідношення, як і для трифазного випрямляча з середньою точкою.

Середнє значення струму навантаження є сумою середніх значень струмів кожної складової схеми $I_d = I_{d1} + I_{d2}$, проте кожний вентиль трифазної схеми проводить струм на протязі третини періоду. Тоді середнє значення струму кожного вентиля $I_{VD} = I_d / (3 \cdot 2) = I_d / 6$.

У первинну обмотку трансформатора трансформується струм, що тече через вторинні обмотки, які знаходяться на одному і тому ж стрижні. У результаті струм вторинної обмотки трансформатора повторює форму струму вентиля, тоді як форма первинного струму складається з двополярних імпульсів з тривалістю кожного з них $2\pi/3$ (рис. 1.37,а).

Використовуючи часові діаграми, одержуємо

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} (I_d/2)^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}, \quad (1.164)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} (K_T I_d/2)^2 d\vartheta} = \frac{I_d K_T}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{K_T I_d}{\sqrt{6}}; \quad (1.165)$$

$$U_{зв\max} = \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 = 2,09 U_d; \quad (1.166)$$

$$S_1 = 3E_1 I_1 = 3 \frac{U_d}{K_T \cdot 1,17} \cdot \frac{K_T I_d}{\sqrt{6}} = 1,045 P_d; \quad (1.167)$$

$$S_2 = 6E_2 I_2 = 6 \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{K_T I_d}{2\sqrt{3}} = 1,48 P_d; \quad (1.168)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,045 + 1,48}{2} P_d = 1,26 P_d. \quad (1.169)$$

Розрахунки показують, що типова потужність зрівнювального реактора $S_{T\text{ зр}} = 0,07 P_d$. Зрівнювальний реактор звичайно знаходиться в

одному кожусі з мережевим трансформатором. Тому типова потужність мережевого трансформатора спільно з типовою потужністю зрівнювального реактора буде дорівнювати $S_T = (1,26 + 0,07)P_d = 1,33P_d$.

Гармонічний склад струму первинної обмотки трансформатора визначається формулою

$$i_{1(q)}(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d K_T \left(\cos \vartheta - \frac{1}{5} \cos 5\vartheta + \frac{1}{7} \cos 7\vartheta - \dots \right), \quad (1.170)$$

де $q = km_{\pi} \pm 1$, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

При $m_{\pi} = 6$, $q = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, \dots$

При малих струмах навантаження, якщо амплітудне значення струму зрівнювального реактора $I_{зр \max}$ стає більшим за максимальне значення струму вентиля однієї фази випрямляча $I_{зр \max} > I_{d \text{ кр}}/2$, $I_{d \text{ кр}}$ — критичне значення струму навантаження ($I_{d \text{ кр}} = (1...3\%)I_{d \text{ ном}}$), реактор припиняє виконувати функцію розділення фаз. Схема стає звичайною шестифазною схемою з середньою точкою. Тривалість роботи вентилів зменшується до величини, яка визначається кутом $\pi/3$. При цьому при з'єднанні первинної обмотки зіркою виникає змінний магнітний потік вимушеного намагнічування потрійної частоти, як і у схемі шестифазного випрямляча з середньою точкою.

Шестифазний режим для схеми зі зрівнювальним реактором є аномальним. Щоб запобігти виникненню такого режиму, зрівнювальний реактор треба шунтувати або баластним резистором, або живити від спеціального генератора, який працює на потрійній частоті.

При переході у шестифазний режим середнє значення випрямленої напруги підвищується з $1,17E_2$ до $1,35E_2$.

При врахуванні індуктивностей розсіювання обмоток трансформатора випрямлена напруга виявляється залежною від струму навантаження, тому що струм навантаження визначає кут комутації, а отже, і втрати напруги у випрямлячі. Зовнішня характеристика випрямляча зі зрівнювальним реактором для реального режиму має дві ділянки (рис. 1.37,б).

Ділянка від 0 до $I_{d \text{ кр}}$ відповідає шестифазному режиму роботи

випрямляча, ділянка від $I_{dкр}$ і вище — трифазному режиму, причому, нахили ділянок різні. Нахил зовнішньої характеристики шестифазного випрямляча характеризується коефіцієнтом $A = 1,23$, у той час як для випрямляча зі зрівнювальним реактором, який працює в режимі трифазного випрямлення, $A = 0,5$.

У порівнянні з трифазним випрямлячем з середньою точкою схема має ряд переваг:

- вихідна напруга має шестикратні пульсації, тоді як кожна з складових схем працює у трифазному режимі з тривалістю відкритого стану вентилів $\lambda_{VD} = 120^\circ$;

- добре використовуються вентиляі, тому що вони проводять струм на протязі однієї третини періоду;

- добре використовується трансформатор, $S_T = 1,26P_d$;

- у трансформаторі відсутній потік вимушеного намагнічування при будь-якому способі з'єднання первинних обмоток, тому що завжди одночасно струми проводять два вентиляі, що належать різним фазам, а струми вторинних обмоток, які знаходяться на одному стрижні трансформатора, мають протилежний напрямок, створюючи знакозмінний потік, що виключає наявність постійної складової магнітного потоку в стрижнях трансформатора;

- підвищена навантажувальна здатність випрямляча, тому що вентиляі забезпечують $1/6$ струму навантаження;

- крива струму, який споживається з мережі, менше спотворена (не вміщує парних гармонік), тобто менше навантажує мережу вищими гармоніками.

Ця схема має добрі показники і застосовується у потужних випрямлячах на струми до декількох тисяч ампер при низьких вихідних напругах (до 1000 В).

1.3.4. Трифазний мостовий випрямляч (схема Ларіонова)

У трифазному мостовому випрямлячі (рис. 1.38,а) послідовно з'єднані дві трифазні тиристорні групи: анодна з вентилями $VS2$, $VS4$, $VS6$ і катодна з вентилями $VS1$, $VS3$, $VS5$, кожна з яких повторює

роботу трифазної схеми з середньою точкою. Отже, при такому ж значенні ЕРС вторинної обмотки трансформатора E_2 , як і у трифазній схемі з середньою точкою, і кутом керування $\alpha = 0$ середнє значення випрямленої напруги U_{d0} у два рази більше, а при тому ж значенні U_{d0} в обох схемах значення E_2 в мостовій схемі буде у два рази менше, тобто дорівнюватиме $0,427U_{d0}$.

У мостовому випрямлячі (при $r = 0$, $L_a = 0$, $L_d = 0$) одночасно пропускають струм два вентиля: один з найбільш високим потенціалом анода відносно нульової точки вторинної обмотки трансформатора з катодної групи вентилів, а інший — з найбільш низьким потенціалом катода з анодної групи вентилів. Так, наприклад, при $\alpha = 0$ на інтервалі $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$ (рис. 1.38,б) тривалістю 60° струм пропускають вентиля $VS1$ і $VS4$, на інтервалі $\vartheta_2 \dots \vartheta_3$ — вентиля $VS1$ і $VS6$, на інтервалі $\vartheta_3 \dots \vartheta_4$ — вентиля $VS3$ і $VS2$ і т.д.

Випрямлена напруга на інтервалі $\vartheta_1 \dots \vartheta_2$ визначається різницею фазних ЕРС e_a і e_b , на інтервалі $\vartheta_2 \dots \vartheta_3$ різницею e_a і e_c і т.д. Таким чином, випрямлена напруга u_d має шестикратні пульсації за період, тобто $m_\pi = 6$. Кут провідності кожного вентиля такий же самий, як і у трифазній схемі з середньою точкою, тобто $\lambda_{VS} = 2\pi/3$.

У трифазному мостовому випрямлячі немає вимушеного намагнічування осердя трансформатора, оскільки струм у вторинній обмотці протікає двічі за період у протилежних напрямках. У результаті форма струму первинної обмотки i_A повторює форму струму вторинної обмотки i_a , оскільки $i_A w_1 + i_a w_2 = 0$.

Електричні параметри трифазної мостової схеми розраховуються за методикою, яка раніше була розглянута для трифазного випрямляча з середньою точкою (див. § 1.3.1).

Середнє значення випрямленої напруги визначається з виразу (1.129) при $m_\pi = 6$, а замість E_{2m} враховують лінійну ЕРС $\sqrt{3}E_{2m}$,

$$U_{d0} = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \frac{\sin \pi/6}{\pi/6} = 2,34E_2. \quad (1.171)$$

Коефіцієнт пульсацій згідно (1.132)

$$K_{п(1)} = \frac{2}{1^2 \cdot 6^2 - 1} = \frac{2}{35} = 0,057,$$

частота основної гармоніки випрямленої напруги

$$f_{(1)} = 6f_m.$$

Середнє значення струму вентиля

$$I_a = I_d / m_2 = I_d / 3.$$

Максимальна зворотна напруга на вентилі

$$U_{зв \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 \approx 1,05 U_{d0}.$$

Використовуючи часові діаграми струмів $i_a = i_2$ і $i_A = i_1$, знаходимо діюче значення цих струмів (див. рис. 1.38,б) (при визначенні діючого значення струму вторинної обмотки, ураховуючи, що форма цього струму близька до прямокутної, можна вважати, що $I_{am} \approx I_d$)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad (1.172)$$

$$I_1 = K_T \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (1.173)$$

Гармонічний склад струму первинної обмотки трансформатора визначається формулою (1.170).

Розрахункова потужність вторинних і первинних обмоток та типова потужність трансформатора

$$\begin{aligned} S_T = S_1 = S_2 &= 3E_1 I_1 = 3 \frac{U_{d0}}{2,34 K_T} K_T \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \\ &= 3E_2 I_2 = 3 \frac{U_{d0}}{2,34} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 1,045 P_d. \end{aligned} \quad (1.174)$$

У мостовій схемі відсутній потік вимушеного намагнічування трансформатора.

Трифазна мостова схема працює однаково при будь-якому способі з'єднання обмоток трансформатора: $/\Delta\Delta\Delta$; Δ/Δ ; $/\Delta\Delta$.

Трифазна мостова схема має принципову можливість працювати без трансформатора.

Порівняння одержаних результатів з результатами розглянутих раніше трифазних випрямлячів дозволяють зробити наступні висновки:

- схема має найкраще використання трансформатора, тобто його типова потужність найменша;
- використання вентилів за зворотною напругою у два рази краще;
- схема відрізняється протіканням випрямленого струму через два послідовно ввімкнених вентиля, внаслідок чого мають місце подвійні втрати напруги та потужності у вентилях.

Сукупність достоїнств трифазної мостової схеми випрямлення робить її найкращою серед всіх схем випрямлення та забезпечує їй переважне застосування, крім випадків з малим значенням випрямленої напруги і дуже великими значеннями випрямленого струму.

Основні параметри схеми наведені в табл. 1.1 і 1.2.

З часових діаграм (рис. 1.38,б) видно, що кожний тиристор пропускає струм на протязі 60° у парі з одним тиристором, а 60° — у парі з іншим тиристором. Наприклад, тиристор *VS1* пропускає струм на протязі 60° у парі з тиристором *VS6* і 60° у парі з тиристором *VS4*. Аналогічно працюють й інші тиристори, тобто через кожні 60° змінюється пара тиристорів, яка пропускає струм навантаження.

Якщо $\alpha \neq 0$, то при активному навантаженні існують два діапазони зміни кута керування: $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ — режим безперервного струму навантаження; $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ — режим переривчастого струму навантаження (рис. 1.38,в).

При пуску випрямляча або при переході до режиму переривчастого струму навантаження ($\alpha \geq \pi/3$) неможна використовувати одиночні імпульси керування тиристорами, які мають тривалість меншу за 60° , оскільки при відкритті кожного наступного тиристора інший тиристор, який повинен працювати з ним у парі, буде вже закритий. Тому система керування тиристорами повинна або виробляти один «широкий» імпульс керування за період, тривалістю $\geq 60^\circ$, або два коротких імпульси, які надходять один за одним через 60° . Тільки у цьому разі можна забезпечити переривчастий характер струму в кожному вентилі на інтервалі $2\pi/3$.

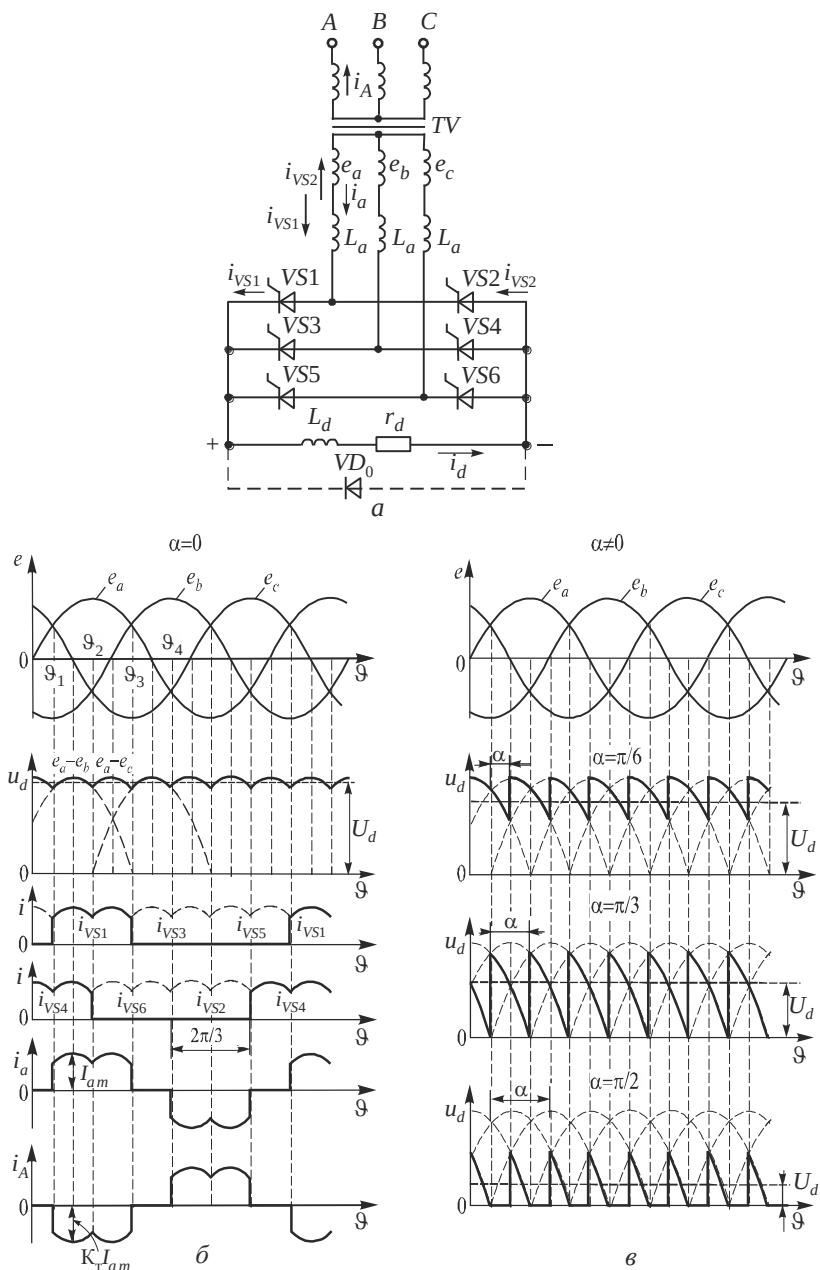


Рис. 1.38

Для режиму $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ середнє значення випрямленої напруги (рис. 1.38, в)

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{(-\pi/6)+\alpha}^{(\pi/6)+\alpha} \sqrt{3} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha. \quad (1.175)$$

Для режиму $\alpha \geq \pi/3$ середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{(-\pi/6)+\alpha}^{\pi/2} \sqrt{3} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = U_{d0} \left[1 - \sin \left(1 - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (1.176)$$

Із останнього виразу випливає, що при $\alpha = 2\pi/3$ середнє значення випрямленої напруги дорівнює нулю.

При активно-індуктивному навантаженні ($r = 0$, $L_a = 0$, $L_d = \infty$) струм у колі навантаження ідеально згладжений і є безперервним у всьому діапазоні регулювання (рис. 1.39, а, б). Комутація струмів у вен-

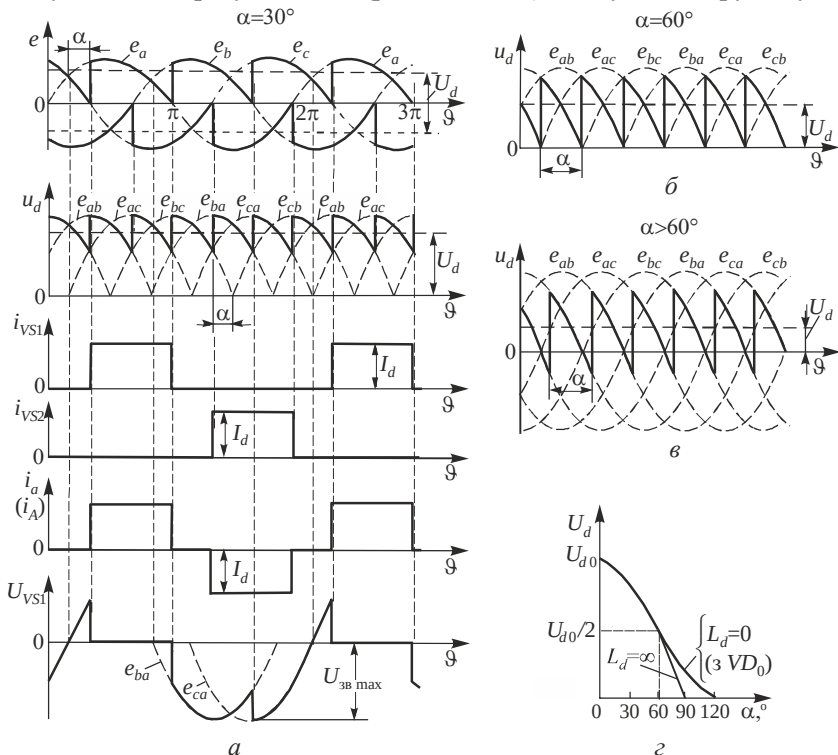


Рис. 1.39

тилях відбувається миттєво.

Якщо кут керування α змінюється в діапазоні від 0 до 60° , випрямлена напруга u_d змінюється в межах позитивної полярності ділянок лінійної ЕРС. Тому форма кривої напруги u_d і його середнє значення однакові як для активного, так і для активно-індуктивного навантажень. При $\alpha > 60^\circ$ у кривій випрямленої напруги з'являються негативні ділянки (рис. 1.39,в). Середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha. \quad (1.177)$$

З виразу (1.177) випливає, що максимальний кут регулювання α дорівнює 90° .

Коефіцієнт потужності випрямляча при $L_a = 0$ і $L_d = \infty$

$$\lambda = \frac{3}{\pi} \cos \alpha. \quad (1.178)$$

Коефіцієнт пульсацій визначається формулою (1.176).

Для підвищення коефіцієнта потужності у схему вводять нульовий діод VD_0 , який вступає в роботу при $\alpha > 60^\circ$, тобто коли крива миттєвих значень випрямленої напруги змінює знак (рис.1.40). Через нульовий діод тече струм навантаження. Напруга на навантаженні у період роботи нульового діода дорівнює нулю, а струм у тиристорах, а отже, і в обмотках трансформатора має переривчастий характер (рис. 1.40). На інтервалах роботи нульового діода струми в обмотках трансформатора дорівнюють нулю. Завдяки цьому не відбувається передавання реактивної енергії, що накопичена у магнітному полі дроселя L_d до мережі живлення. На вказаних інтервалах накопичена реактивна енергія витрачається у навантаженні r_d . Завдяки цьому коефіцієнт потужності випрямляча підвищується. Його величину можна визначити з виразу

$$\lambda = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2}\right)}{\sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right). \quad (1.179)$$

Коефіцієнт пульсацій визначається формулою (1.40).

Регулювальні характеристики трифазного мостового випрямляча наведені на рис. 1.39,з.

Для керованих випрямлячів найчастіше будують сім'ї зовнішніх характеристик $U_d = f(I_d) \big|_{\alpha=\text{const}}$, оскільки графік характеристики залежить від кута керування α . Визначимо ці характеристики за таких умов: $r = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$. При таких умовах струм у колі навантаження ідеально згладжений і постійний за величиною, що дорівнює I_d ,

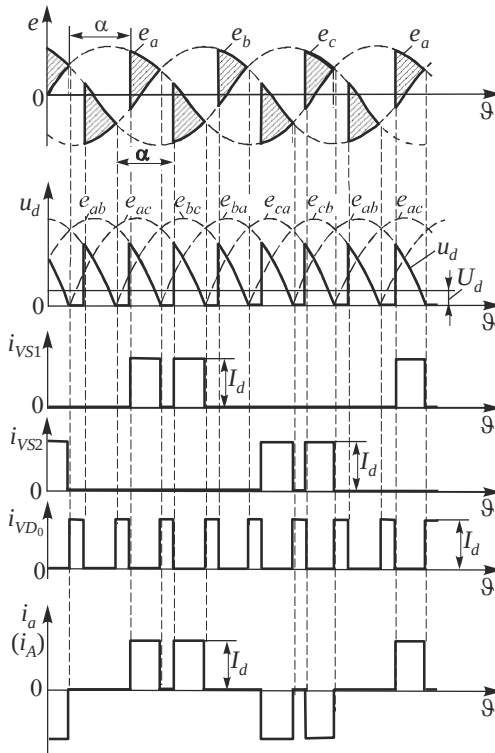


Рис. 1.40

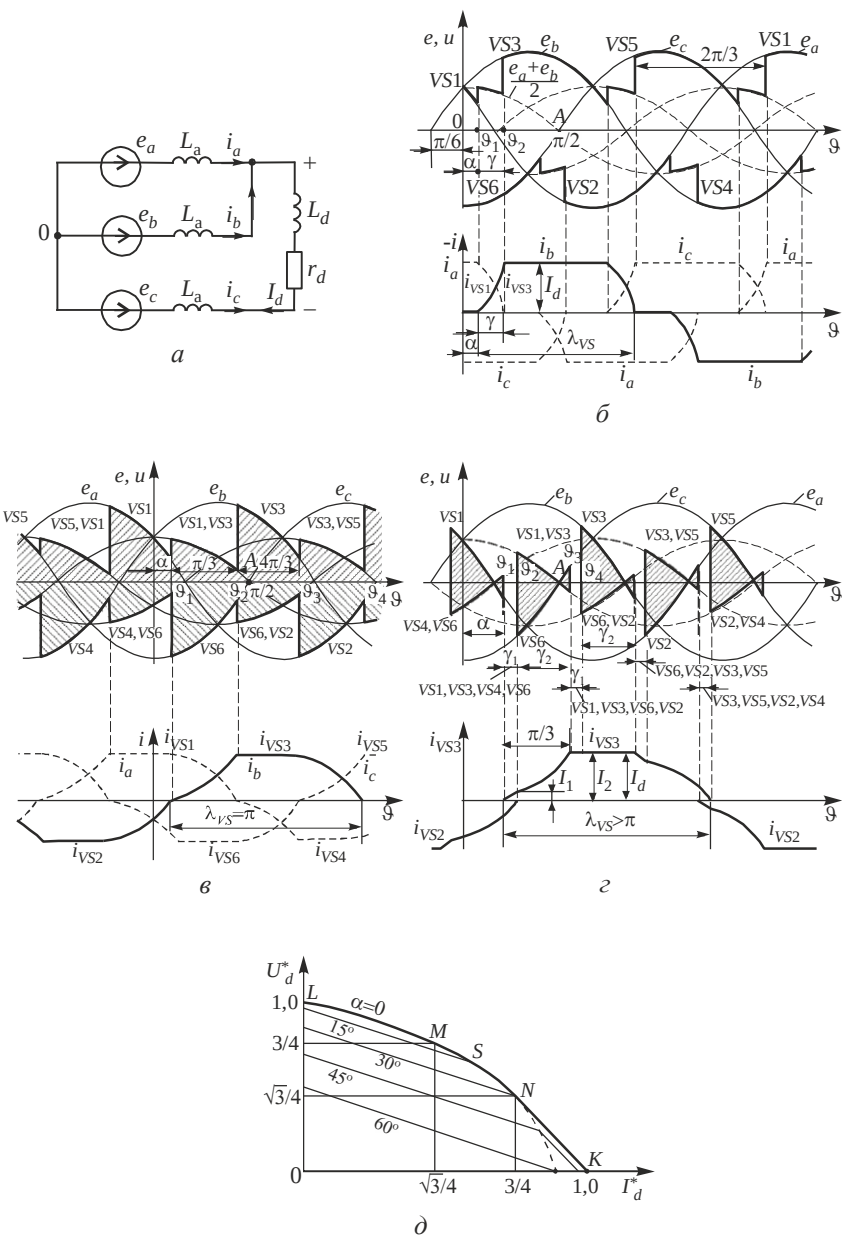


Рис. 1.41

а струм комутації залежить лише від індуктивного опору $x_a = \omega_m L_a$ і закону зміни ЕРС обмоток трансформатора у контурах комутації (рис. 1.41,а).

Зовнішня характеристика випрямляча залежить від кута провідності кожного тиристора $\lambda = (2\pi/3) + \gamma$ (рис. 1.41,б), який у свою чергу визначається числом тиристорів, що одночасно проводять струм. Якщо струм у навантаженні близький до номінального, у схемі випрямляча одночасно пропускають струм два або три тиристори. При цьому кут комутації $\gamma < \pi/3$, а $\lambda_{VS} < \pi$. При збільшенні струму зростає γ . Інтервал одночасної роботи двох тиристорів скорочується. Потім настає другий режим одночасної роботи трьох тиристорів. При цьому $\gamma = \pi/3$, $\lambda_{VS} = \pi$.

Подальше збільшення струму навантаження призводить до виникнення третього режиму, коли одночасно пропускають струм або три тиристора, або чотири. При цьому $\gamma > \pi/3$, $\lambda_{VS} > \pi$. Зі збільшенням струму навантаження інтервал одночасної роботи чотирьох тиристорів розширюється і при короткому замиканні навантаження у випрямлячі в будь-який момент часу одночасно пропускають струм чотири тиристори ($\gamma = 2\pi/3$, $\lambda_{VS} = 4\pi/3$). Кожний з режимів роботи випрямляча характеризується певною закономірністю зміни зовнішньої характеристики, тому розглянемо усі три режими окремо, визначивши для кожного з цих режимів залежність $U_d = f I_d \big|_{\alpha=\text{const}}$, а потім побудуємо загальну характеристику.

Режим $\gamma < \pi/3$. На рис. 1.41,а, б наведено еквівалентну схему і часові діаграми для цього режиму. На інтервалі одночасної роботи двох тиристорів, наприклад, $VS1$ і $VS6$, миттєве значення випрямленої напруги дорівнює $e_a - e_c$, а струми у тиристорах незмінні і дорівнюють I_d .

Для визначення закону зміни струмів у тиристорах і випрямленої напруги на інтервалі одночасної роботи трьох тиристорів (наприклад, $VS1$, $VS6$, $VS3$) треба розглянути еквівалентну схему для цього інтервалу (рис. 1.41,а). На протязі цього інтервалу відбувається комутація

струму з тиристора $VS1$ на тиристор $VS3$, тривалість цього режиму — γ .

Миттєві значення ЕРС, відповідно до часової діаграми (рис. 1.41,б)

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_{2m} \sin(\vartheta + 5\pi/6), \\ e_b &= E_{2m} \sin(\vartheta + \pi/6), \\ e_c &= -E_{2m} \cos \vartheta. \end{aligned} \right\}$$

Будемо вважати, що комутація починається з моменту ϑ_1 , тобто, кут керування $\alpha < \pi/6$. У період комутації обмотки трансформатора з ЕРС e_a і e_b виявляються короткозамкненими через тиристори $VS1$ і $VS3$, тому на протязі цього інтервалу струм у тиристорі $VS3$ дорівнює струму у вторинній обмотці i_b , а струм у тиристорі $VS1$ — струму у вторинній обмотці i_a . Струм у тиристорі $VS6$ анодної групи дорівнює струму навантаження I_d . Таким чином, згідно до еквівалентної схеми (рис. 1.41,а)

$$\left. \begin{aligned} e_a - e_b &= x_a \left(\frac{di_a}{d\vartheta} - \frac{di_b}{d\vartheta} \right), \\ i_a + i_b &= I_d. \end{aligned} \right\} \quad (1.180)$$

Ураховуючи, що $\frac{di_b}{d\vartheta} = -\frac{di_a}{d\vartheta}$, $e_a - e_b = -\sqrt{3}E_{2m} \sin \vartheta$, одержимо

$$-\sqrt{3}E_{2m} \sin \vartheta = 2x_a \frac{di_a}{d\vartheta}. \quad (1.181)$$

Розв'язуючи рівняння (1.181)

$$i_a = -\frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a} \int \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a} \cos \vartheta + A. \quad (1.182)$$

Стала інтегрування A визначається з початкових умов $\vartheta = \alpha$, $i_a = I_d$

$$A = I_d - \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a} \cos \alpha. \quad (1.183)$$

У відповідності до еквівалентної схеми (рис. 1.41,а) $i_a = i_{VS1}$, $i_b = i_{VS3}$, отже, струм у тиристорах VS1 і VS3 на інтервалі комутації змінюється за законом

$$\left. \begin{aligned} i_a = i_{VS1} &= I_d - \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a}(\cos \alpha - \cos \vartheta), \\ i_b = i_{VS3} &= \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a}(\cos \alpha - \cos \vartheta). \end{aligned} \right\}. \quad (1.184)$$

При $\vartheta = \alpha + \gamma$ (кінець комутації) $i_d = I_d$, тому

$$I_d = \frac{\sqrt{3}E_{2m}}{2x_a}[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

або

$$[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{2x_a I_d}{\sqrt{3}E_{2m}}. \quad (1.185)$$

З виразу (1.185) випливає, що при збільшенні струму навантаження I_d при сталому куті керування α кут комутації γ також зростає.

Використовуючи ту ж еквівалентну схему (рис. 1.41,а), визначимо середнє значення випрямленої напруги.

Зважаючи на симетрію кривої випрямленої напруги відносно вісі абсцис, а також те, що її закономірність повторюється через кожну третину періоду, середнє значення випрямленої напруги у загальному вигляді

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{2}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{(2\pi/3)+\alpha} u'_d d\vartheta,$$

де u'_d — миттєве значення випрямленої напруги між нульовою (середньою) точкою вторинних обмоток трансформатора та позитивним полюсом навантаження.

При визначенні величини u'_d за третину періоду треба розрізнити два характерних інтервали. Для інтервалу комутації відповідно до еквівалентної схеми

$$u'_d = e_a - x_a \frac{di_a}{d\vartheta}, \text{ але } \frac{di_a}{d\vartheta} = \frac{e_a - e_b}{2x_a},$$

тому на інтервалі комутації струму у тиристорах VS1 і VS3

$$u'_d = \frac{e_a + e_b}{2} = \frac{1}{2} E_{2m} \cos \vartheta.$$

Після закінчення комутації струму у тиристорі VS3 миттєве значення випрямленої напруги $u'_d = e_b$. Таким чином, середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{3}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{e_a + e_b}{2} d\vartheta + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+2\pi/3} e_b d\vartheta \right). \quad (1.186)$$

Підставивши у формулу (1.186) миттєві значення ЕРС, одержимо

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{2m} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}. \quad (1.187)$$

Підставивши у формулу (1.187) значення $\cos(\alpha + \gamma)$ з (1.185), одержимо рівняння зовнішньої характеристики для режиму $\gamma < \pi/3$

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(E_{2m} \cos \alpha - \frac{I_d x_a}{\sqrt{3} E_{2m}} \right). \quad (1.188)$$

Зовнішні характеристики $U_d = f(I_d)$ при фіксованих значеннях кута α являють собою згідно (1.188) сім'ї прямих, паралельних одна одній (рис. 1.41, д).

Режим $\gamma = \pi/3$. Такий режим має місце тоді, коли у випрямлячі в будь-який момент часу струм пропускають одночасно три тиристори, тобто коли безперервно, одна за одною відбуваються комутації струму в тиристорах (рис. 1.41, в). При збільшенні струму навантаження, якщо зберігається умова $\alpha < \pi/6$, інтервал комутації залишається незмінним і дорівнює $\pi/3$. Це пояснюється тим, що при подальшому збільшенні струму навантаження у випрямлячі, як і раніше, одночасно пропускають струм тільки три тиристори, тому що для четвертого тиристора не буде умов, при яких він зміг би почати роботу. Так, наприклад, якщо пропускають струм тиристори VS1, VS6, VS3, то наступний VS4 не зможе вступити в роботу через те, що потенціал його анода буде нижче

потенціалу катода, який дорівнює півсумі ЕРС $(e_a + e_b)/2$. Такий режим буде тривати до тих пір, доки сумарний кут $\alpha + \gamma$ не буде дорівнювати $\pi/2$ (точка A на рис. 1.41,б).

На протязі другого режиму кут α зі збільшенням струму навантаження автоматично зростає, а кут γ залишається незмінним, рівним $\pi/3$. Якби випрямляч був некерованим, тобто побудованим на діодах, то для розглядуваного режиму $\gamma = \pi/3$ зі збільшенням струму навантаження I_d точка $\mathfrak{A}_1$ автоматично буде зміщуватися праворуч від значення $\alpha = 0$ до значення $\alpha = \pi/6$. У результаті середнє значення випрямленої напруги зі збільшенням навантаження зменшується.

Закономірність зміни зовнішньої характеристики для другого режиму можна визначити з рівнянь (1.185) та (1.187) з урахуванням, що $\gamma = \pi/3$,

$$\frac{2x_a I_d}{\sqrt{3}E_{2m}} = \cos \alpha - \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right),$$

$$\frac{2\pi U_{d\alpha\gamma}}{3\sqrt{3}E_{2m}} = \cos \alpha + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right).$$

Застосовуючи тригонометричні формули для різниці і суми косинусів кутів, одержимо

$$\frac{2x_a I_d}{\sqrt{3}E_{2m}} = \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right), \quad (1.189)$$

$$\frac{2\pi U_{d\alpha\gamma}}{9E_{2m}} = \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right). \quad (1.190)$$

Якщо піднести до квадрату обидва рівняння, а потім їх скласти, одержимо рівняння зовнішньої характеристики для другого режиму

$$\frac{4x_a^2 I_d^2}{3E_{2m}^2} + \frac{4\pi^2 U_{d\alpha\gamma}^2}{81E_{2m}^2} = 1. \quad (1.191)$$

Рівняння (1.191) є рівнянням еліпсу, вісі якого співпадають з вісями координат I_d та $U_{d\alpha\gamma}$.

Режим $\gamma > \pi/3$. Третій режим може початися з моменту (відповідає точці A на рис. 1.41,з), для якої $\alpha + \gamma = \pi/2$. Починаючи з цього моменту в схемі одночасно можуть пропускати струм чотири тиристори, оскільки потенціал анода четвертого тиристора стає позитивним по відношенню до потенціалу його катода. Так, наприклад, у момент, що відповідає точці Θ_3 (рис. 1.41,з), коли одночасно пропускають струм три тиристори $VS1$, $VS6$ і $VS3$, при надходженні імпульсу керування на тиристор $VS4$ він виступає в роботу і на протязі інтервалу часу γ_1 в схемі одночасно будуть пропускати струм чотири тиристори $VS1$, $VS6$, $VS3$ і $VS4$. Випрямлена напруга на інтервалі γ_1 дорівнює нулю, оскільки коло навантаження закорочено тиристорами $VS1$ і $VS4$. Інтервал γ_1 закінчується, як тільки струм тиристора $VS1$ буде дорівнювати нулю (точка Θ_4 на рис. 1.41,з). Починаючи з цього моменту в схемі на протязі часу, що відповідає куту γ_2 , одночасно пропускають струм три тиристори $VS6$, $VS3$ і $VS4$, поки не будуть створені умови для початку роботи тиристора $VS5$ (точка Θ_5 рис. 1.41,з). Починаючи з моменту Θ_5 в схемі знову на протязі інтервалу γ_1 одночасно будуть пропускати струм чотири тиристори $VS6$, $VS3$, $VS4$, $VS5$. Таким чином, для третього режиму характерні два інтервали: γ_1 — інтервал одночасної роботи чотирьох тиристорів, і γ_2 — інтервал одночасної роботи трьох тиристорів.

На протязі γ_1 інтервали комутації анодної і катодної груп тиристорів починають співпадати у часі (так зване «подвійне перекриття»).

Опускаючи проміжні викладки, наведемо кінцевий вираз зовнішньої характеристики для третього режиму при $\alpha = \pi/6$

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{9E_{2m}}{\pi} \left(1 - \frac{x_a I_d}{E_{2m}} \right). \quad (1.192)$$

Вираз (1.192) є рівнянням прямої лінії. Якщо на одному графіку побудувати зовнішні характеристики для усіх трьох режимів (1.188), (1.191), (1.192), одержимо повну зовнішню характеристику керованого трифазного мостового випрямляча. На рис. 1.41,д наведена сім'я зовнішніх характеристик для різних значень кута керування α .

$$(U_d^* = U_{d\alpha\gamma} / (2,34E_2); I_d^* = x_a I_d / (\sqrt{2}E_2)).$$

При $\alpha < \pi/6$ зовнішня характеристика складається з трьох суміжних відрізків LM , MN і NK , яким відповідають рівнянням (1.188), (1.191), (1.192). При $\pi/6 \leq \alpha < \pi/3$ у зовнішній характеристиці зникає еліптичний відрізок MN і залишаються лише перший та третій прямолінійні відрізки, яким відповідають рівняння (1.188), (1.192).

При $\alpha \geq \pi/3$ зовнішня характеристика може бути описана лише одним рівнянням (1.188), що відповідає першому режиму.

Коефіцієнт потужності випрямляча з урахуванням кута комутації

$$\lambda \approx \frac{3}{\pi} \left(1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right) \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}. \quad (1.193)$$

Трифазний мостовий керований випрямляч може бути виконаний і за *несиметричною схемою* (три тиристори $VS1$, $VS2$, $VS3$ та три діоди $VD1$, $VD2$, $VD3$ (рис. 1.42,а). Несиметричну схему широко застосовують у випрямлячах невеликої потужності. При роботі на активно-індуктивне навантаження та зміні кута керування $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ крива випрямленої напруги має вигляд, наведений на рис. 1.42,б. При збільшенні кута $\alpha \geq \pi/3$ в кривій випрямленої напруги u_d на відміну від симетричної схеми негативні ділянки не з'являються (рис. 1.42,в). При переході позитивної півхвилі лінійної напруги e_{ac} працюючого тиристора через нуль, наприклад, $VS1$, він продовжує проводити струм з вступаючим у роботу діодом $VD1$ цієї ж фази. Коло навантаження виявляється зашунтованим одночасно тиристором $VS1$ та діодом $VD1$, які проводять струм, і напруга на навантаженні дорівнює нулю. Цей інтервал триває до вступу в роботу наступного тиристора $VS2$ (рис. 1.42,в). У кривій випрямленої напруги з'являються паузи від моменту переходу позитивної півхвилі живильної лінійної напруги через нуль до вступу в роботу наступного тиристора. При $\alpha = \pi$ тиристори повністю закриті і напруга на навантаженні дорівнює нулю. Середнє значення випрямленої напруги для усього діапазону зміни кута керування α визначається виразом

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (1.194)$$

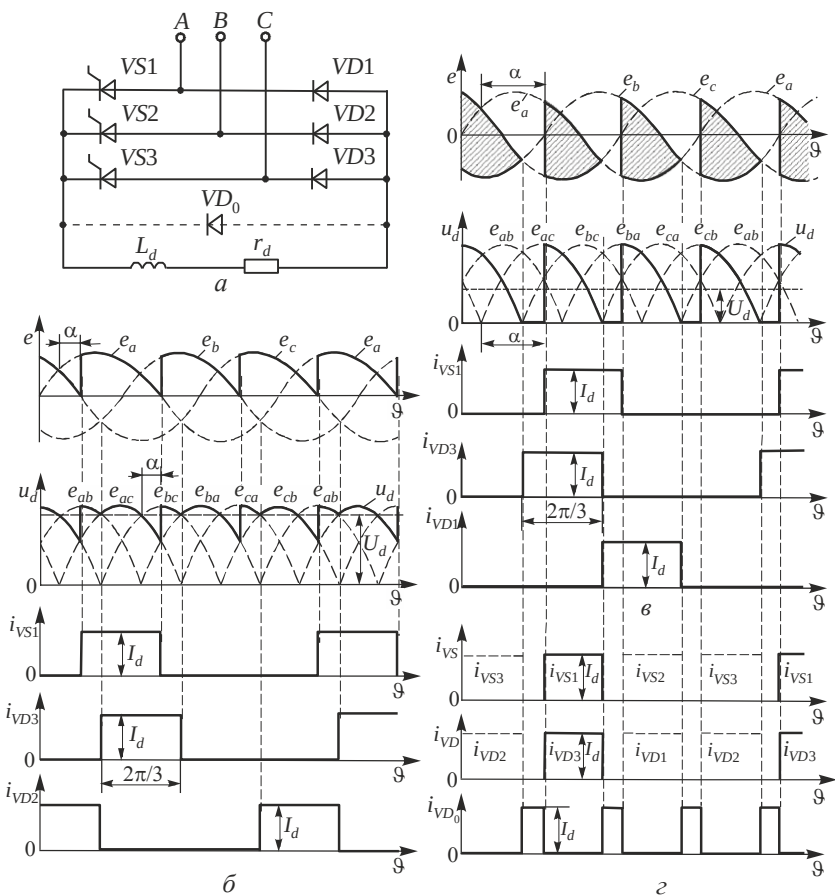


Рис. 1.42

Особливістю роботи схеми при активно-індуктивному навантаженні в діапазоні кута керування $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ є те, що при знятті імпульсів керування не забезпечується закриття всіх тиристорів. При знятті імпульсів керування відбувається закриття двох тиристорів, а третій залишається відкритим за рахунок ЕРС самоіндукції навантаження і через нього тече струм навантаження. Це призводить до зниження діапазону регулювання напруги та погіршення використання вентилів за струмом.

Для підвищення ефективності випрямляча в схему вводять нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження. Індуктивність навантаження розряджається через діод VD_0 і не перешкоджає закриттю тиристорів.

Це дозволяє реалізувати повний діапазон регулювання випрямленої напруги, який визначається виразом (1.194). Якщо кут керування $\alpha \leq \pi/3$, нульовий діод VD_0 весь час закритий і потреба в ньому відпадає. На рис. 1.42,з наведені часові діаграми струмів і напруг у схемі з нульовим діодом.

Основна (перша) гармоніка пульсацій випрямленої напруги має частоту $f_{(1)} = 3f_m$, що є суттєвим недоліком несиметричного випрямляча у порівнянні з симетричним, у якого $f_{(1)} = 6f_m$.

При активно-індуктивному навантаженні в діапазоні регулювання $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ коефіцієнти зсуву, спотворення та потужності для несиметричного випрямляча визначаються виразами

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \frac{\alpha}{2}; \quad v = \frac{3}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}; \quad \lambda = \frac{3}{\pi} \cos^2 \frac{\alpha}{2}. \quad (1.195)$$

Для інтервалу $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ при активно-індуктивному навантаженні коефіцієнти зсуву, спотворення та потужності дорівнюють

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \frac{\alpha}{2}; \quad v = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{\cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1-\alpha/\pi}}; \quad \lambda = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{\cos^2 \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1-\alpha/\pi}}. \quad (1.196)$$

Порівняння виразів (1.195) і (1.196) з аналогічними виразами для трифазної симетричної схеми свідчить, що коефіцієнт потужності несиметричної схеми вищий ніж симетричної. Це пояснюється тим, що енергія, накопичена в індуктивності навантаження, розсіюється в навантажувальному опорі через вентилі однієї фази, минаючи вхідні кола випрямляча. У схемі, як і в будь-якій схемі з нульовим діодом, неможливий реверс (зміна полярності) напруги на навантаженні та рекуперація (повернення) енергії з неї. Тому вона застосовується тільки тоді, коли не потрібна зміна полярності напруги на навантаженні.

У схемі спрощується система керування випрямлячем у зв'язку з тим, що скорочується в два рази число каналів керування (у схемі тільки три тиристори, а не шість як у симетричній).

Основні параметри трифазної симетричної та несиметричної схем наведені у табл. 1.2.

1.3.5. Компенсаційні випрямлячі

На рис. 1.43,а наведена найпростіша трифазна схема компенсаційного випрямляча з покращеним коефіцієнтом потужності. Ця схема є складовим елементом складних компенсаційних схем, запропонованих у Київському політехнічному інституті. У порівнянні зі звичайною трифазною схемою з середньою точкою вона містить трифазний зрівнювальний реактор та трифазну групу конденсаторів, що дозволяє змінити характер процесу комутації струму з одного тиристора на інший. Комутація в цьому випадку може здійснюватися раніше, ніж у простій трифазній схемі (до точки $K_{\text{інд}}$ на рис. 1.43,б, для якої $e_a = e_b$). Це пояснюється тим, що в компенсаційній схемі в процесі комутації окрім фазних ЕРС бере участь також заряджений конденсатор, що міститься в контурі комутації.

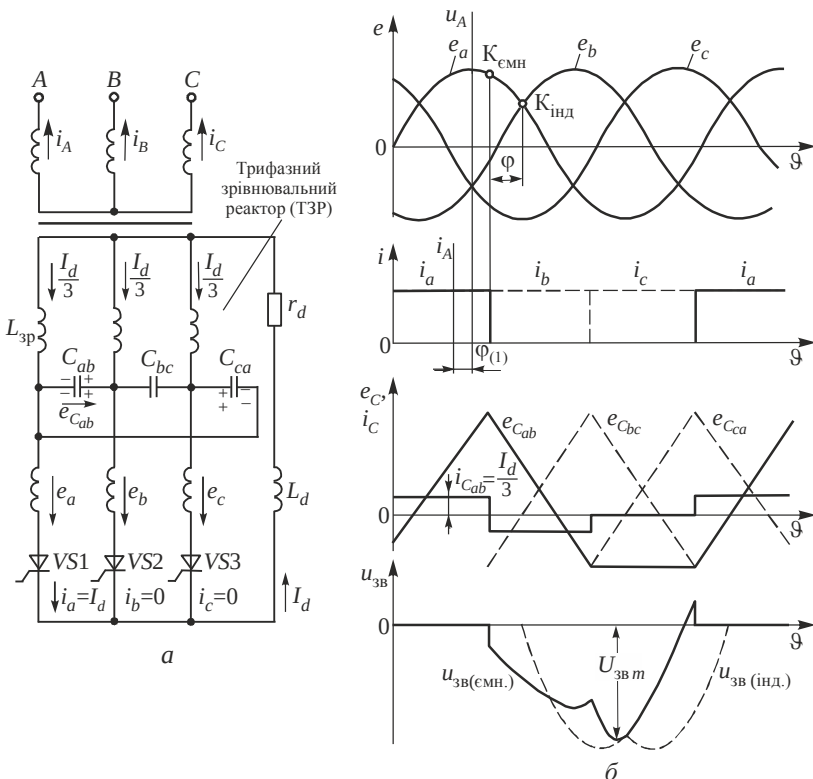


Рис. 1.43

Якщо індуктивність згладжувального дроселя L_d та зрівнювального реактора $L_{зр}$ нескінченно великі, а індуктивність розсіювання L_a дорівнює нулю, тоді анодні струми, i_a , i_b , i_c є прямокутної форми. При цьому струм навантаження I_d ділиться трифазним зрівнювальним реактором на три рівні долі $I_d/3$. Якщо пропускає струм тиристор VS1, то струм навантаження, розділяючись зрівнювальним реактором, буде протікати через конденсатори C_{ab} та C_{ca} (рис. 1.43,а), заряджаючи їх (у конденсаторі C_{bc} струми компенсуються). На протязі роботи тиристора VS1 конденсатор C_{ab} заряджається так, що його ЕРС, складаючись з ЕРС e_b , може викликати при $\alpha = 0$ комутацію в точці, відповідній рівнянню

$$e_a = e_b + e_{C_{ab}}.$$

Цей момент (точка $K_{смн}$ на рис. 1.43,б) настає раніше моменту, за якого $e_a = e_b$, тому дана схема може володіти ємнісною реакцією, оскільки основна гармоніка струму у фазі a може випереджати її ЕРС на кут $\varphi_{(1)}$. Підбираючи відповідну величину ємності конденсаторів, можна змінювати напругу на них, а отже, і положення точки комутації $K_{смн}$ в той або інший бік. У результаті середнє значення випрямленої напруги змінюється. Таким чином, за допомогою перемикання конденсаторів у схемі можна регулювати величину випрямленої напруги у визначеному діапазоні.

Використовуючи систему керування, можливо здійснити регулювання випрямленої напруги в широкому діапазоні. При цьому випрямляч може генерувати реактивну потужність (поводити себе як активно-ємнісне навантаження), споживати реактивну потужність з мережі (поводити себе як активно-ємнісне навантаження), споживати реактивну потужність з мережі (поводити себе як активно-індуктивне навантаження), а також працювати з коефіцієнтом потужності, що дорівнює одиниці (вести себе як активне навантаження).

Слід відмітити, що реактивна потужність, яку генерує трифазний компенсаційний випрямляч, не набагато більша за потужність конденсаторів компенсаційного пристрою. Відношення цих потужностей

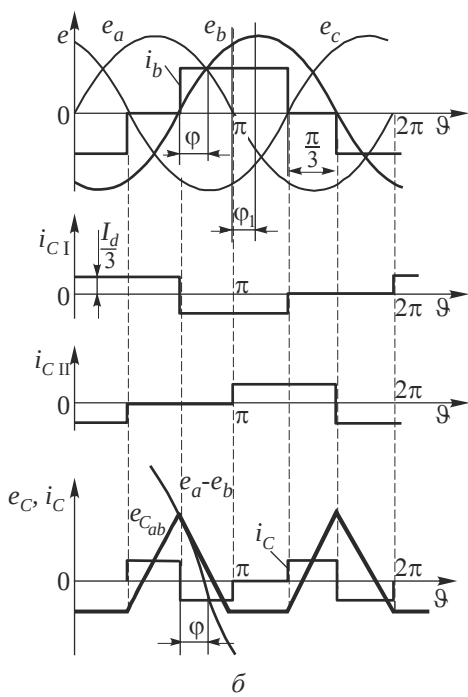
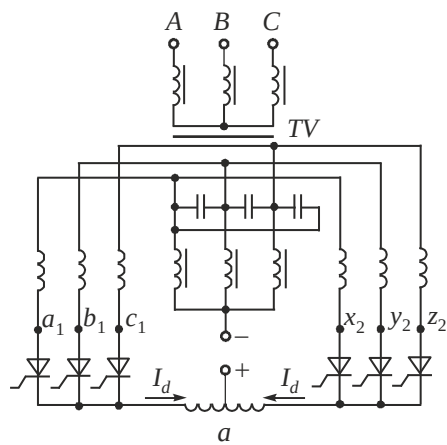


Рис. 1.44

називають коефіцієнтом ефективного використання конденсаторів, $K_{\text{еф}} = 1,37$. Тому ця схема з точки зору генерування реактивної потужності не є ефективною. Більш ефективно використовувати трифазний комутаційний пристрій у схемах випрямлячів з $m_{\text{п}} = 6$ і більше.

У промисловості застосовується подвійний трифазний випрямляч (рис. 1.44, *a*) зі зрівнювальним реактором та трифазним компенсаційним пристроєм. Він являє собою паралельне з'єднання двох трифазних компенсаційних випрямлячів, які по відношенню до спільних для них компенсаційних конденсаторів є джерелами струму прямокутної форми $i_{C\text{I}}$ та $i_{C\text{II}}$, що зсунуті між собою за фазою на 180° (рис. 1.44, *б*). Результируючий струм у конденсаторі i_C розглядуваної схеми має таку ж форму, як і в простому трифазному випрямлячі, але частота його у два рази більша. Амплітудне значення струмів конденсаторів, як і в найпростішій схемі, дорівнює $I_d/3$. Проінтегрувавши вираз для струму i_C , можна визначити напругу на конденсаторах e_C . Вона також подвійної частоти.

Таким чином, якщо в простому і подвійному трифазних компенсаційних випрямлячах потрібен один і той же випереджаючий кут зсуву фаз $\varphi_{(1)}$, що відповідає однаковій максимальній напрузі на конденсаторах, то у зв'язку з подвоєною частотою в другій схемі величина ємностей повинна бути зменшена вдвічі і вдвічі зменшується необхідна потужність конденсаторів. У подвійному випрямлячі генерована потужність збільшується вдвічі через подвоєння струму навантаження. Тому коефіцієнт ефективності використання конденсаторів у подвійному трифазному компенсаційному випрямлячі у чотири рази більше ніж у простому трифазному.

У більш складних схемах компенсаційних випрямлячів конденсатори використовуються ще ефективніше. Наприклад, при $m_{\text{п}} = 12$ $K_{\text{еф}}$ збільшується в порівнянні з простою трифазною схемою у 16 разів.

1.4. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ ЗІ СТУПЕНЕВИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВТОРИННОЇ НАПРУГИ

Часто керовані випрямлячі використовуються для стабілізації вихідної напруги. Оскільки діапазон зміни напруги на навантаженні звичайно не перевищує $U_{d\max}/U_{d\min} = 1,5...2$, для зменшення пульсацій та поліпшення енергетичних показників випрямляча (коефіцієнтів зсуву та потужності) застосовують керовані випрямлячі зі ступеневим регулюванням вторинної напруги (керовані випрямлячі з вольтододатком). Недоліком таких випрямлячів є необхідність наявності трансформатора та збільшення числа вентилів.

На рис. 1.45,а і б наведені схеми однофазних керованих випрямлячів зі ступеневим регулюванням вторинної напруги, що забезпечує на навантаженні однакову форму напруги (рис. 1.45,в).

Принцип роботи схеми розглянемо на прикладі випрямляча з середньою точкою (рис. 1.45,а). Мінімальна випрямлена напруга на навантаженні забезпечується некерованим випрямлячем на діодах $VD1$ і $VD2$. Підвищення напруги досягається за рахунок відкриття тиристорів $VS1$ або $VS2$. При відкритті тиристорів випрямлена напруга u_d збільшується стрибком і стає більше за напругу, що діє на аноді відкритого до цього діода, і останній закривається. Внаслідок наявності у колі навантаження великої індуктивності L_d струми i_2 і i'_2 залишаються незмінними і дорівнюють струму навантаження I_d . Струм у первинній обмотці $i_1 = K_T i_2$ в момент відкриття тиристорів змінюється дискретно (стрибком), оскільки дискретно змінюється коефіцієнт трансформації трансформатора від значення $K_{T1} = w'_2/w_1$ до $K_{T2} = w_2/w_1$ (рис. 1.45,б).

Мінімальна випрямлена напруга випрямляча при $\alpha = \pi$ $U_{d\alpha\min} = 2E_m/(\pi s)$ де $s = w'_2/w_2 = E'_{2m}/E_{2m}$ — коефіцієнт комутації обмоток трансформатора.

Максимальна випрямлена напруга випрямляча при $\alpha = 0$ $U_{d\alpha\max} = 2E_m/\pi$.

Середнє значення випрямленої напруги

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha\max} &= \frac{2}{2\pi} \left[\int_0^\alpha E_m s \sin \vartheta d\vartheta + \int_\alpha^\pi E_m \sin \vartheta d\vartheta \right] = \\
 &= \frac{1}{\pi} [E_m s (-\cos \alpha + 1) + E_m (1 + \cos \alpha)] = \\
 &= \frac{E_m}{\pi} [1 + s + (1 - s) \cos \alpha] = U_{d0} \frac{1 + s + (1 - s) \cos \alpha}{2} = U_{d0} C_p. \quad (1.197)
 \end{aligned}$$

де $U_{d0} = 2E_m/\pi$ — випрямлена напруга при $\alpha = 0$,

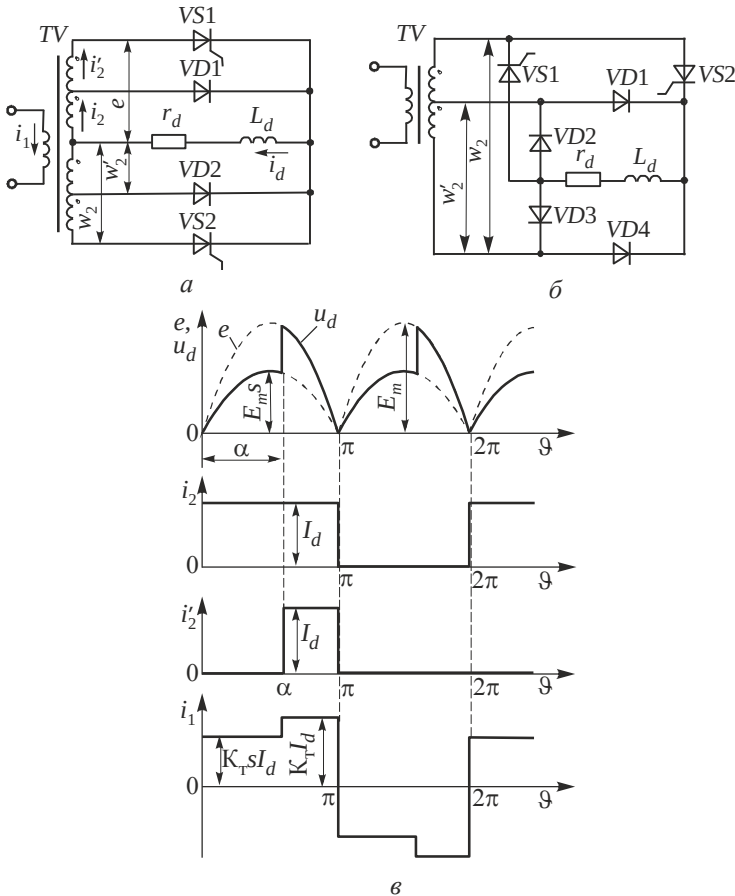


Рис. 1.45
135

$C_p = [1 + s + (1 - s)\cos\alpha]/2$ — степінь регулювання.

Якщо керований випрямляч застосовується для стабілізації напруги на навантаженні при зміні напруги живильної мережі від $E_{m\max}$ до $E_{m\min}$, то

$$\cos\alpha = \frac{2}{\varepsilon(1-s)} - \frac{(1+s)}{(1-s)}, \quad (1.198)$$

де $\varepsilon = E_{m\max}/E_{m\min}$ — відносна зміна вхідної напруги.

Якщо кут α змінюється в межах від 0 до 180° , то $s = 1/\varepsilon_{\max}$

З метою поліпшення енергетичних показників при ступеневому регулюванні застосовують мостову схему. На рис. 1.45,б наведена однофазна мостова схема з вольтододатком, яка має один відвід вторинної обмотки трансформатора. Якщо у схемі працюють діоди $VD1$, $VD3$ ($VD2$, $VD4$), підімкнені до обмотки w'_2 , то після відкриття тиристора $VS2$ ($VS1$) діод $VD1$ ($VD2$) закривається. Після цього струм пропускають тиристор $VS2$ ($VS1$) та діод $VD3$ ($VD4$), і живлення навантаження здійснюється від обмотки w_2 з більш високою напругою. У вольтододатних витках вторинної обмотки трансформатора струм протікає двічі за період у різних напрямках. Форми випрямленої напруги та струму у первинній обмотці трансформатора такі ж, як і у схемі рис. 1.45,а.

Основні розрахункові параметри однофазних випрямлячів з вольтододатком наведені у табл. 1.3. При відносній зміні напруги $1 \leq \varepsilon_{\max} \leq 2$ схема (рис. 1.45,б) має мінімальну типову потужність трансформатора.

Коефіцієнт потужності однофазних випрямлячів зі ступеневим регулюванням вторинної напруги при активно-індуктивному навантаженні дорівнює

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1 + s + (1 - s)\cos\alpha}{\sqrt{\pi - (1 - s^2)\alpha}}. \quad (1.199)$$

На рис. 1.46 наведена схема однофазного випрямляча (випадок двосекційної вторинної обмотки), яка застосовується в однофазних електровозах, що живляться від контактної мережі однофазного змінного струму. На відміну від попередніх схем (рис. 1.45,а, б) регулювання вихідної напруги від максимального значення до нуля з поліпшеним коефіцієнтом потужності забезпечується за рахунок переходу до менших значень вторинної напруги трансформатора по мірі зниження випрямленої напруги (це дозволяє працювати з меншими кутами керування), тобто за рахунок введення ступеневого амплітудного регулювання (поряд з фазовим).

Таблиця 1.3

**Основні параметри однофазних керованих випрямлячів
зі ступеневим регулюванням**

Параметр	Схема рис. 1.44,а	Схема рис. 1.44,б
S_1/P_d	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\phi 1}$	
S_2/P_d	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\phi 2} \varepsilon_{\max}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} K_{\phi 1} \varepsilon_{\max}$
S_T/P_d	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} K_{\phi 1} (1 + \sqrt{2} \varepsilon_{\max})$	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} K_{\phi 1} (1 + \varepsilon_{\max})$
$U_{\text{прмVS}}/U_d$	$\frac{\pi (\varepsilon_{\max} - 1)}{2\sqrt{\varepsilon_{\max}}}$	
$U_{\text{звмVS}}/U_d$	$\pi \sqrt{\varepsilon_{\max}}$	$\frac{\pi}{2} \sqrt{\varepsilon_{\max}}$
$U_{\text{звмVD}}/U_d$	$\frac{\pi (\varepsilon_{\max} + 1)}{2\sqrt{\varepsilon_{\max}}}$	$\pi / 2$
I_a/I_d	$I_{VS} = I_{VD} = 0,5$	$I_{VS} = I_{VD} = 0,5$

Примітка: $K_{\phi 1}$, $K_{\phi 2}$ — коефіцієнти форми струму первинної та вторинної обмоток трансформатора; при активному навантаженні $K_{\phi 1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$,

При двох (n) ступенях вторинної напруги регулювання випрямленої напруги відбувається двома (n) етапами. На першому етапі тиристори $VS1$, $VS2$ відкриваються з кутом $\alpha' = 0$, а тиристори $VS3$, $VS4$ — з керованим кутом α у діапазоні $0 \dots 180^\circ$ (часові діаграми наведені на рис. 1.45,в). На другому етапі тиристори $VS3$, $VS4$ не відкриваються, а подальше зниження випрямленої напруги забезпечується за рахунок кутів відкриття тиристорів $VS1$, $VS2$. Для додаткового збільшення коефіцієнта потужності на другому етапі регулювання у схему вводиться ще й нульовий діод VD_0 .

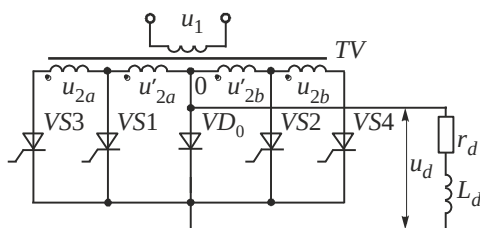


Рис. 1.46

На другому етапі коефіцієнт потужності визначається формулою (1.107).

При збільшенні числа секцій відповідно збільшується і кількісне значення C_p , при яких коефіцієнт потужності має максимальне значення. Проте, це досягається за рахунок збільшення числа вентилів та їх встановленої потужності, а також ускладнення конструкції трансформатора (виконання відводів).

Для зменшення пульсацій випрямленої напруги, поліпшення використання трансформатора та зменшення індуктивності згладжувального дроселя, що забезпечує режим безперервного струму, застосовують трифазні керовані випрямлячі зі ступеневим регулюванням вторинної напруги (рис. 1.47). Принцип роботи трифазних випрямлячів розглянемо на прикладі схеми (рис. 1.47,а), часові діаграми струмів і напруг для якої наведені на рис. 1.47,в. На інтервалі $0 < \vartheta < \pi/6$ найбільша позитивна напруга на фазі C і, оскільки тиристор $VS3$ був відкритий, випрямлена напруга дорівнює e_c . З моменту часу $\pi/6$ і до моменту часу

$\pi/6 + \beta$ ЕРС e_c все ще більша за se_a , тому тиристор VS3 продовжує пропускати струм. При $\vartheta = \pi/6 + \beta$ ЕРС se_a зрівнюється з e_c і діод VD1 відкривається, а тиристор VS3 закривається, тому що до нього прикладається зворотна напруга. Миттєве значення випрямленої напруги u_d стає рівним se_a . У момент часу $\vartheta = \alpha$ відкривається тиристор VS1 і відбувається стрибкоподібне збільшення напруги на навантаженні. При цьому діод VD1 закривається, тому що його катод знаходиться під більш високим позитивним потенціалом, ніж анод. Тиристор VS1 закривається при $\vartheta = (5\pi/6) + \beta$. При активно-індуктивному навантаженні ($L_d = \infty$) форма струму вторинної обмотки трансформатора така ж сама, як у некерованого трифазного випрямляча з середньою точкою, а струм у первинній обмотці знаходять як і для некерованого випрямля-

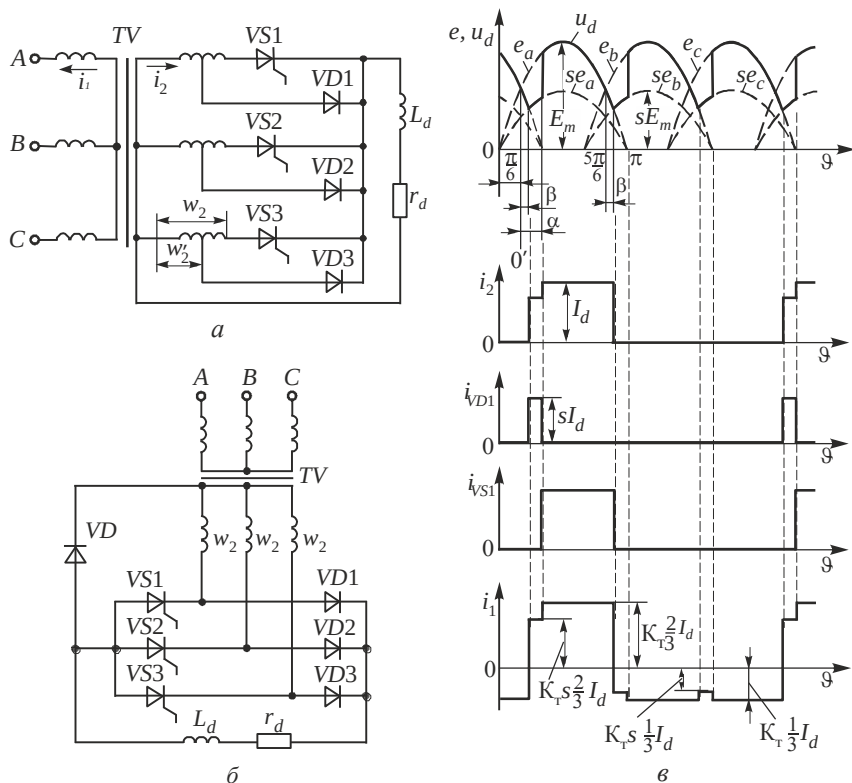


Рис. 1.47
139

ча з урахуванням того, що в моменти $\vartheta = \alpha$, $(2\pi/3) + \alpha$, $(4\pi/3) + \alpha$ і т.д. (відлік від точки $0'$) коефіцієнт трансформації стрибком змінюється в S разів (відкриваються тиристори).

При $\alpha < \beta$ діоди $VD1$, $VD2$, $VD3$ не відкриваються і працюють тільки тиристори $VS1$, $VS2$, $VS3$. У схемі (рис. 1.47,а), як і у некерованому випрямлячі, спостерігається вимушене намагнічування осердя трансформатора, для усунення якого вторинні обмотки трансформатора можна з'єднати у зіг-заг. При цьому на дві половини розділяються тільки обмотки w'_2 .

Поліпшити енергетичні показники та зменшити пульсації випрямленої напруги дозволяє трифазний мостовий випрямляч (рис. 1.47,б). Принцип його роботи аналогічний принципу роботи розглянутого випрямляча. У даному випрямлячі, як і у схемі з середньою точкою, може мати місце вимушене намагнічування осердя трансформатора.

1.5. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ З ЗУСТРІЧНО-ПАРАЛЕЛЬНИМ ВВІМКНЕННЯМ ТИРИСТОРІВ У ПЕРВИННУ ОБМОТКУ ТРАНСФОРМАТОРА

За допомогою тиристорів можна регулювати змінні напругу та струм. Для цього у кожну фазу вмикають блок, що складається із зустрічно-паралельного з'єднання звичайних тиристорів, або один симетричний тиристор.

На рис. 1.48,а наведена схема трифазного мостового випрямляча, що керується на боці первинної обмотки трансформатора. Тиристори на вході пристрою можуть бути ввімкнені різними способами (зіркою або трикутником). Проте в усіх випадках є дві особливості:

а) регулювання зазнає не тільки струм навантаження, але і струм намагнічування трансформатора;

б) у мостових випрямлячах випрямлення можливе при декотрих умовах замикання струму навантаження в контурі «діоди - навантаження» без проходження через трансформатор.

Припустимо, що всі активні втрати в елементах випрямляча, реактивні опори, струм намагнічування трансформатора, спад напруги на тиристорах і діодах дорівнюють нулю, а $L_d = \infty$ ($i_d = I_d = \text{const}$).

Часові діаграми струмів та напруг наведені на рис. 1.48,б. Струм діодів VD1...VD6 має вигляд прямокутних імпульсів з амплітудою I_d та тривалістю $\lambda_{VD} = 2\pi / 3$. Графіки напруги u_d , струму тиристорів такі ж, як і у звичайних керованих випрямлячах. Напругу на тиристорі u_{VS} можна визначити за зміщенням нейтралі трифазної системи (коли працюють тільки дві фази, нейтраль зміщується, а її потенціал дорівнює півсумі фазних ЕРС). Якщо струм намагнічування дорівнює нулю, то

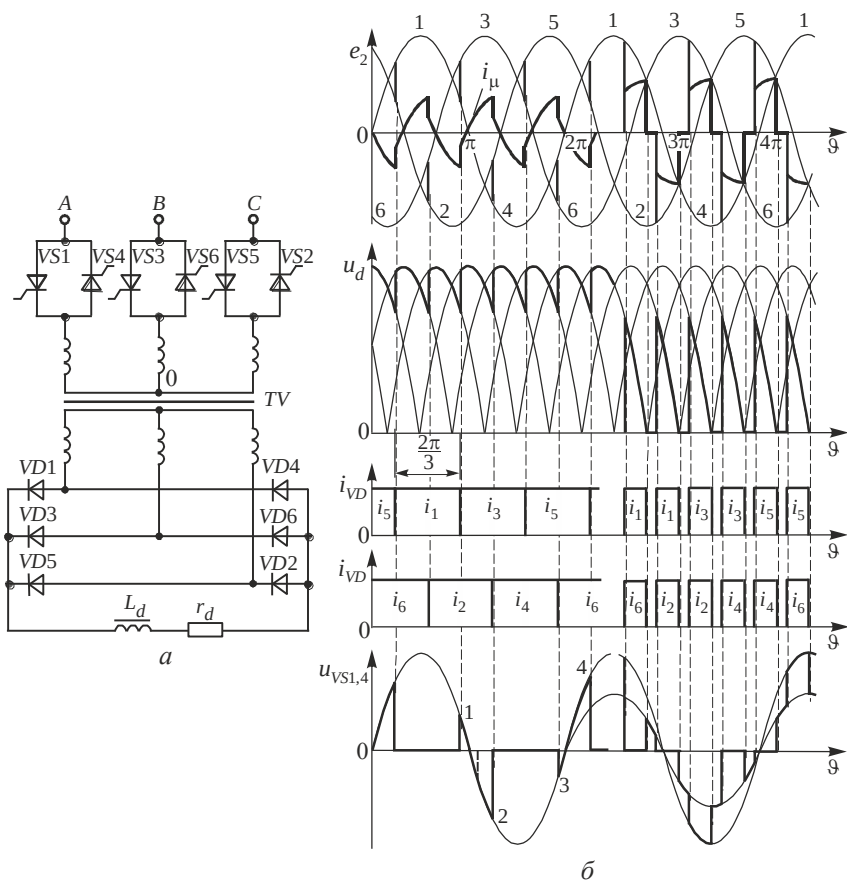


Рис. 1.48
141

відразу після передачі навантаження тиристорі VS3 струм тиристора VS1 переривається і до нього прикладається невеликий стрибок прямої напруги. З моменту часу $\vartheta = \pi$ напруга до тиристора VS1 прикладається у зворотному напрямку.

У дійсності, якщо в момент комутації струму навантаження з тиристора VS1 на тиристор VS3 струм намагнічування i_μ фази A існує і перевищує струм утримання тиристора I_{yT} , то тиристор VS1, передавши навантаження тиристорі VS3, не закриється, а буде пропускати струм намагнічування до тих пір, поки $i_\mu > I_{yT}$. У цьому випадку пік 1 відсутній, а пік 2 має початковий стрибок зворотної напруги, як показано штриховою лінією.

Рівняння потенціалу нейтралі

$$\varphi_0 = \frac{1}{2} \left[U_{1m} \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{3} \right) + U_{1m} \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) \right] = \frac{1}{2} U_{1m} \sin \vartheta$$

(за початок відліку прийнята точка $\vartheta = \pi$).

Напруга на тиристорі VS1

$$u_{VS1} = \varphi_A - \varphi_0 = -U_{1m} \sin \vartheta - \frac{1}{2} U_{1m} \sin \vartheta = -\frac{3}{2} U_{1m} \sin \vartheta.$$

Зростання зворотної напруги закінчується, тому що в цей момент відкривається тиристор VS4. Максимальні зворотна та пряма напруги рівні одна одній і залежать від кута керування α

$$U_{звм} = \frac{3}{2} U_{1m} \sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right).$$

При $\alpha = \pi/3$ $U_{звм} = 1,5U_{1m}$. Таким чином, зворотна та пряма напруги на тиристорах VS1...VS6 змінюються від $0,75U_{1m}$ до $1,5U_{1m}$ при зміні кута α від 0 до $\pi/3$.

При кутах $\alpha > \pi/3$ діодний блок VD1...VD6 продовжує роботу в режимі безперервного струму, тому що ЕРС самоіндукції дроселя L_d підтримує струм у колі «навантаження - діодний блок VD1...VD6», минаючи трансформатор. Це явище зветься подвійним коротким замиканням — через відкриті діоди VD1...VD6 замикаються накоротко як на-

вантаження, так і трансформатор. Енергія поля не повертається в мережу, як у звичайних керованих випрямлячів, а витрачається в опорі r_d , що призводить до підвищення коефіцієнта потужності випрямляча.

У момент, коли випрямлена напруга стає рівною нулю, тиристорний блок VD1...VD6 закривається.

Середнє значення випрямленої напруги (при $0 \leq \alpha \leq \pi/3$)

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{(\pi/6)+\alpha}^{(\pi/2)+\alpha} K_T \sqrt{2} U_1 \left[\sin \vartheta - \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\vartheta =$$

$$= \frac{K_T 3\sqrt{6}}{\pi} U_1 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha,$$

де $K_T = w_2 / w_1$ — коефіцієнт трансформації трансформатора; U_1 — діюче значення фазної напруги живильної мережі; $U_{d0} = \frac{3K_T \sqrt{6}}{\pi} U_1$ — середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$.

На інтервалі $2\pi/3 \geq \alpha \geq \pi/3$

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha-(\pi/3)}^{\pi/3} K_T \sqrt{2} U_1 \left[\cos \vartheta - \cos \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\vartheta =$$

$$= \frac{3K_T \sqrt{6}}{\pi} U_1 \left[1 - \sin \left[\alpha - \frac{\pi}{6} \right] \right] = U_{d0} \left[1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right].$$

Середнє значення випрямленого струму в усьому діапазоні регулювання

$$I_d = U_{d\alpha} / r_d.$$

При $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ струм через тиристори має вигляд прямокутних імпульсів тривалістю $\lambda_{VS} = 2\pi/3$ з амплітудою $I_{1m} = K_T I_d$.

Середнє значення струму тиристора

$$I_a = K_T I_d / 3.$$

Струм первинної обмотки трансформатора складається з двох імпульсів за період, тому його діюче значення

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{2\pi} (K_T I_d)^2 \frac{2\pi}{3}} = K_T \sqrt{\frac{2}{3}} I_d.$$

При $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ імпульс струму через тиристор роздвоюється, зберігаючи амплітуду $I_{1m} = K_T I_d$; при цьому тривалість кожної половини роздвоєного імпульсу $\lambda_{VS}/2 = (2\pi/3) - \alpha$. Тому

$$I_a = K_T I_d \frac{\lambda_{VS}}{2\pi} = K_T \left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi} \right) I_d, \quad (1.200)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{4}{2\pi} (K_T I_d)^2 \frac{\lambda_{VS}}{2}} = \sqrt{2 \left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi} \right)} K_T I_d. \quad (1.201)$$

З виразів (1.200) і (1.201) видно, що зі збільшенням кута керування α зменшуються середнє значення струму через тиристор і діюче значення струму первинної обмотки трансформатора, на відміну від звичайних керованих випрямлячів.

Активна потужність дорівнює потужності випрямленого струму

$$P_1 = P_d = U_{d\alpha} I_d.$$

Повна потужність

$$S_1 = 3U_1 I_1.$$

Коефіцієнт потужності

$$\lambda = P_1 / S_1 = U_{d\alpha} I_d / 3U_1 I_1.$$

У режимі безперервного струму

$$\lambda = \frac{3K_T \sqrt{6} U_1 I_d \cos \alpha}{3\pi U_1 I_d K_T \sqrt{2/3}} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha.$$

Тобто коефіцієнт потужності такий же, як і у схемах з тиристорами в блоці випрямляча при тих самих кутах керування.

У режимі переривчастого струму

$$\lambda = \frac{2K_T U_1 \left[1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right] I_d}{3\pi U_1 I_d K_T \sqrt{2 \left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi} \right)}} = \frac{3}{\sqrt{2\pi^2 - 3\pi\alpha}} \left[1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right].$$

Коефіцієнт потужності в цьому режимі вище, ніж у звичайних випрямлячів з тиристорами в блоці випрямлення. Це пов'язано з явищем подвійного короткого замикання на боці вторинної обмотки трансформатора.

Випрямлячі із зустрічно-паралельними тиристорами в первинній обмотці трансформатора доцільно застосовувати:

а) при великих випрямлених напругах, тому що тиристиори при цьому вибираються на напругу мережі, а діоди — на випрямлену напругу;

б) при великих струмах навантаження та низьких напругах, тому що замість паралельної роботи декількох тиристорів можна використувати меншу кількість діодів на великі струми;

в) при необхідності безконтактного відмикання трансформатора випрямляча від мережі.

1.6. ВИПРЯМЛЯЧІ, ЩО ЖИВЛЯТЬ ДВИГУНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Однією з головних областей техніки, де широко застосовуються тиристорні перетворювачі, є вентильний електропривод постійного та змінного струму.

Для живлення двигунів постійного струму залежно від режиму їх роботи, потужності, що споживається, допустимих пульсацій струму і напруги на навантаженні, коефіцієнта використання двигуна за потужністю та інших факторів застосовуються схеми тиристорних керованих випрямлячів (рис. 1.49). Схеми можуть працювати в двох режимах: безперервного струму в колі навантаження і переривчастого струму.

Режим безперервного струму. У загальному випадку усталений режим роботи будь-якого випрямляча при величинах струму, близьких до номінального, можна описати диференційними рівняннями, які записують для двох характерних інтервалів роботи кожного тиристора:

а) інтервал комутації струму між тиристорами у вітках з ЕРС e_k і e_n (рис. 1.49,з)

$$\left. \begin{aligned} \omega_M L_a \frac{di_k}{d\vartheta} + r_a i_k + \omega_M L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + r_d i_d &= e_k - e_{я}, \\ \omega_M L_a \frac{di_n}{d\vartheta} + r_a i_n + \omega_M L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + r_d i_d &= e_n - e_{я}, \\ i_k + i_n &= i_d. \end{aligned} \right\} \quad (1.202)$$

Склавши перші два рівняння системи і розділивши одержане рівняння на два, одержимо

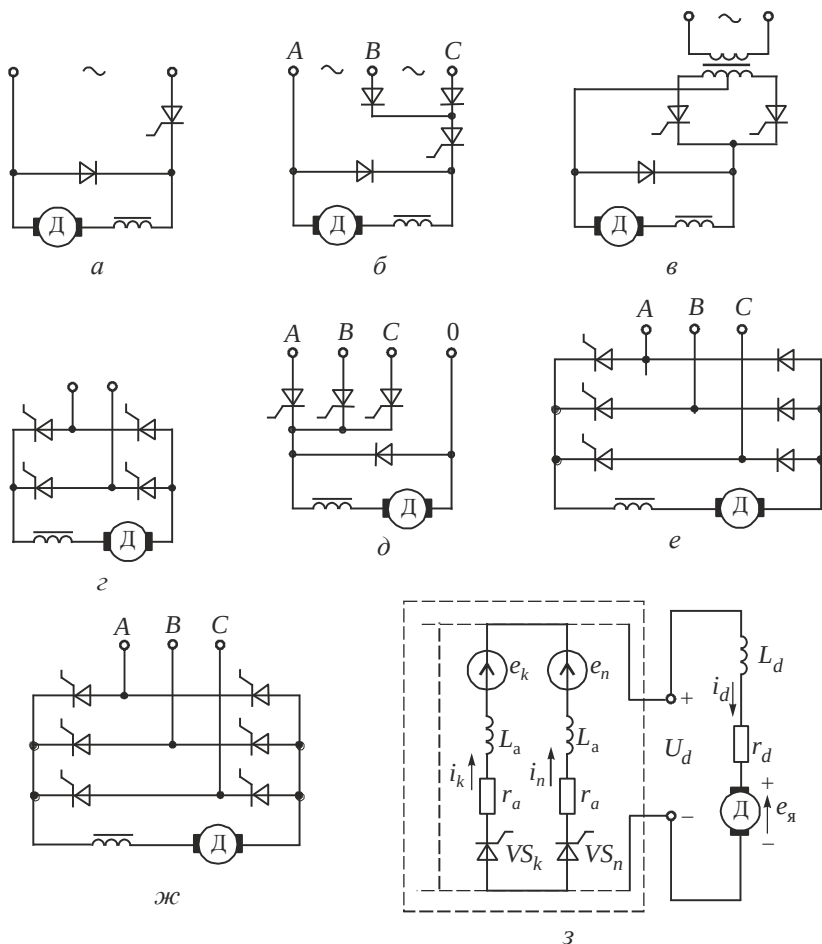


Рис. 1.49
146

$$\omega_m \left(L_d + \frac{L_a}{2} \right) \frac{di_d}{d\vartheta} + \left(r_d + \frac{r_a}{2} \right) i_d = \frac{e_k + e_n}{2} - e_{\gamma}. \quad (1.203)$$

б) інтервал, коли працює один тиристор VS_n ,

$$\omega_m (L_d + L_a) \frac{di_d}{d\vartheta} + (r_d + r_a) i_d = e_n - e_{\gamma}, \quad (1.204)$$

де e_{γ} — миттєве значення проти ЕРС двигуна.

Рівняння (1.203), (1.204) дають можливість визначити миттєві значення струму навантаження i_d і напруги на навантаженні u_d для двох характерних інтервалів періоду при відомих законах зміни усіх ЕРС з урахуванням параметрів r_a , $\omega_m L_a$, $\omega_m L_d$ і кута керування α . Проте формули для визначення середнього значення струму I_d і напруги U_d є досить громіздкими і незручними для практичного використання.

При $r_a = 0$ і $L_d = \infty$ струм у навантаженні можна вважати постійним і рівним I_d . Замінивши ЕРС $e_{\gamma} = E_d$ еквівалентним опором $r = E_d / I_d$, можна скористатися зовнішньою характеристикою, що записана у загальному вигляді для активно-індуктивного навантаження з урахуванням регулювання

$$U_{d\alpha\gamma} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{m_{\pi}}{2\pi} \omega_m L_a I_d. \quad (1.205)$$

Регульовальна характеристика для цього режиму

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]. \quad -(1.206)$$

Якщо врахувати опір обмоток трансформатора r_a і втрати у тиристорі $\Delta U_a = I_d r_d$, можна користуватися спрощеним рівнянням зовнішньої характеристики

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - I_d \left(\frac{m_{\pi}}{2\pi} \omega_m L_a + r_a + r_d \right). \quad (1.207)$$

Визначимо індуктивність L_d згладжувального дроселя, яка має кінцеве значення і забезпечує заданий коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги і безперервності струму в колі навантаження.

У загальному вигляді без урахування інтервалу комутації керований випрямляч можна зобразити розрахунковою схемою, що наведена на рис. 1.49,з. Вихідна напруга випрямляча u_d є функцією кута керування α та тривалості λ_{VS} протікання струму через робочий тиристор. Ця напруга може бути подана як сума середнього значення U_d і змінної складової $u_{d\sim}$. У свою чергу змінну складову можна подати як суму вищих гармонік $\sum_{q=1}^{\infty} u_d(q)$. Таким чином,

$$u_d = U_d + \sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)} . \quad (1.208)$$

Аналогічно розкладається на гармонічні складові струм навантаження

$$i_d = I_d + \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)} . \quad (1.209)$$

Рівняння рівноваги напруг для схеми (рис. 1.49,з) має вигляд

$$u_d = E_{\text{я}} + r_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} , \quad (1.210)$$

де $E_{\text{я}}$ — середнє значення ЕРС двигуна, r_d — активний опір обмотки двигуна і дроселя.

Підставляючи у рівняння (1.210) вирази (1.208) і (1.209) і нехтуючи малою величиною $r_d \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)}$, одержимо

$$u_d = U_d + \sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)} = E_{\text{я}} + r_d I_d + L_d \frac{d \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)}}{dt} . \quad (1.211)$$

З рівняння (1.211) випливає, що змінна складова випрямленої напруги $\sum_{q=1}^{\infty} u_d(q)$ врівноважується зміною напругою на дроселі

$$\sum_{q=1}^{\infty} u_d(q) = L_d \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_d(q), \quad (1.212)$$

а постійна складова U_d врівноважується сумою постійних величин $E_{\text{я}} + r_d I_d$

$$u_d = E_{\text{я}} + r_d i_d. \quad (1.213)$$

Ураховуючи, що з рівняння (1.208) $\sum_{q=1}^{\infty} u_d(q) = u_d - U_d$, у відповідності з

(1.212) одержимо

$$L_d \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_d(q) = u_d - U_d. \quad (1.214)$$

Струм у колі навантаження змінюється від мінімального значення $i_{d \min}$, яке буде в момент відкриття чергового тиристора (на рис. 1.50, а цей момент визначається кутом α) до максимального значення $i_{d \max}$. Струм $i_{d \max}$ відповідає моменту часу, який визначається з умови

$$\frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_d(q) = 0. \quad (1.215)$$

Ураховуючи умову (1.215), з (1.211) одержимо для розглядуваного моменту

$$u_d = E_{\text{я}} + r_d I_d. \quad (1.216)$$

Прирівнюючи одержаний вираз (1.216) до (1.213), робимо висновок, що для моменту часу, який відповідає максимальному значенню струму навантаження, повинна виконуватися умова

$$u_d = U_d. \quad (1.217)$$

$$\omega_m L_d (i_{d \max} - i_{d \min}) = \int_{\alpha}^{\beta} u_d - U_d (\beta - \alpha) .$$

Якщо розділити ліву і праву частини рівняння на $\omega_m L_d I_d$, у лівій частині одержимо коефіцієнт пульсацій

$$K_{\Pi} = \frac{i_{d \max} - i_{d \min}}{I_d} = \frac{1}{\omega_m L_d I_d} \left[\int_{\alpha}^{\beta} u_d - U_d (\beta - \alpha) \right]. \quad (1.218)$$

Праву частину рівняння (1.218) запишемо у відносних одиницях, взявши за базисні величини U_{d0} — середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$ і $I_{d \text{ ном}}$ — номінальне значення струму навантаження,

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta i_d}{I_d} = \frac{\int_{\alpha}^{\beta} u_d^* - U_d^* (\beta - \alpha)}{\text{tg} \varphi_d K_{3B} r_d^*}, \quad (1.219)$$

$$\text{де } U_d^* = \frac{U_d}{U_{d0}}; u_d^* = \frac{u_d}{U_{d0}}; \text{tg} \varphi_d = \frac{\omega_m L_d}{r_d}; r_d^* = \frac{r_d I_{d \text{ ном}}}{U_{d0}};$$

$$K_{3B} = \frac{I_d}{I_{d \text{ ном}}} \text{ — коефіцієнт завантаження випрямляча.}$$

Вираз у чисельнику правої частини (1.219) визначає площу S (рис. 1.50,а).

Рівняння (1.129) дозволяє визначити рівень пульсацій при заданих параметрах кола навантаження, або, навпаки, для заданого коефіцієнта пульсацій визначити необхідну величину індуктивності згладжувального дроселя у колі навантаження.

На рис. 1.50,б показані залежності $K_{\Pi} \text{tg} \varphi_d = f(U_d^*)$, розраховані за допомогою формули (1.219) для схем випрямлячів (рис. 1.49, а...ж) у випадку, якщо величина струму навантаження дорівнює $I_{d \text{ ном}}$, тобто $K_{3B} = 1$, а співвідношення $r_d I_{d \text{ ном}} / U_{d0} \approx 0,1$, що виконується в більшості практичних випадків.

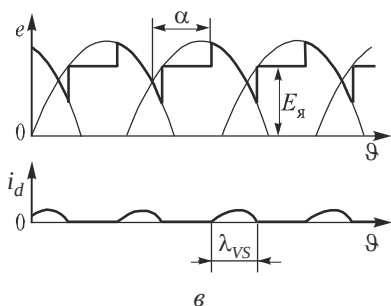
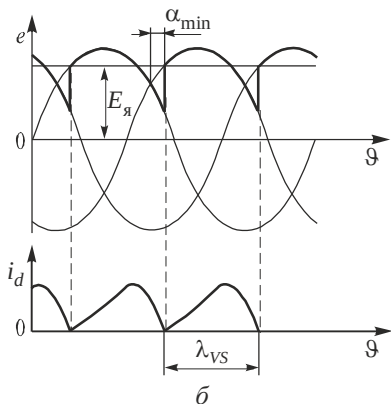
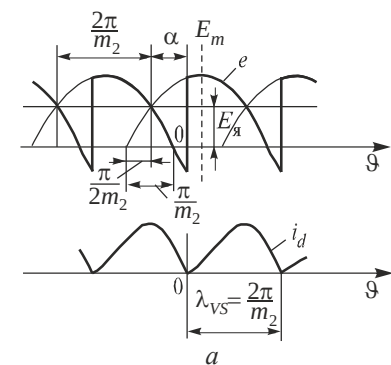


Рис. 1.51

Режим переривчастого струму.

Такий режим виникає у випадках, коли тривалість протікання струму в тиристорі стає меншою за $2\pi/m_2$. На рис. 1.51,а наведені часові діаграми струмів і напруг для граничного режиму, коли $\lambda_{VS} = 2\pi/m_2$.

Визначимо зовнішню характеристику для граничного режиму за умови, що $\gamma = 0$, $r_a = 0$, $r_d = 0$. За таких умов, згідно виразу (1.207), середнє значення випрямленої напруги $U_d = U_{d0} \cos \alpha$. Ця напруга врівноважується постійними складовими напруги у колі навантаження. Нехтуючи втратами у двигуні ($r_{я} = 0$) і згладжувальному дроселі ($r_{др} = 0$), одержимо

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha = e_{я} = E_{я} = \text{const} \quad (1.220)$$

Вираз (1.220) являє собою регулювальну характеристику випрямляча.

Рівняння рівноваги напруг у миттєвих значеннях з урахуванням прийнятих припущень і при відліку змінного кута ϑ з моменту $i_d = 0$ (момент 0 на рис. 1.51,а) має вигляд

$$\omega_m (L_d + L_a) \frac{di_d}{d\vartheta} = E_{2m} \sin \left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_2} + \alpha \right) - E_{я}. \quad (1.221)$$

Розв'язавши рівняння (1.221), одержимо

$$i_d = \frac{E_{2m}}{\omega_m L} \left[-\cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_2} + \alpha \right) \right] - \frac{E_{я} \vartheta}{\omega_m L} + A, \quad (1.222)$$

де $L = L_a + L_d$.

Сталу інтегрування A визначимо з початкових умов $\vartheta = 0, i_d = 0$

$$A = \frac{E_{2m}}{\omega_m L} \cos \left(\frac{\pi}{2m_2} + \alpha \right).$$

Таким чином, закон зміни струму у навантаженні має вигляд

$$i_d = \frac{E_{2m}}{\omega_m L} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2m_2} + \alpha \right) - \cos \left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_2} + \alpha \right) \right] - \frac{E_{я} \vartheta}{\omega_m L}. \quad (1.223)$$

Середнє значення випрямленого струму

$$I_d = \frac{m_2}{2\pi} \int_0^{2\pi/m_2} i_d d\vartheta =$$

$$= \frac{U_{d0}}{\omega_m L} \left[\frac{\pi}{m_2} \frac{\cos \frac{\pi}{2m_2}}{\sin \frac{\pi}{m_2}} - \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha - \cos \left| \frac{3\pi}{2m_2} + \alpha \right| \right], \quad (1.224)$$

$$\text{де } U_{d0} = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

Рівняння (1.220) і (1.224) визначають зовнішню характеристику випрямляча для граничного режиму.

Вираз (1.224) дійсний при певних кутах $\alpha_{\min}$, коли $E_{я} = U_d = e$ (рис. 1.51,б). Цей кут для різних схем випрямлячів буде різним. Так, при $m_2 = 3$ $\alpha_{\min} = 20^\circ 41'$, при $m_2 = 6$ $\alpha_{\min} = 10^\circ 05'$.

При більших кутах регулювання настає режим переривчастого струму (рис. 1.51,в). У випадках переривчастого струму навантаження середнє значення випрямленої напруги, яке було б при вказаному значенні кута керування α в режимі без переривчастого струму, за величиною менше за проти ЕРС у колі навантаження $U_{d0} \cos \alpha < E_{я}$.

Рівняння рівноваги для цього режиму таке ж саме, як і для граничного режиму (1.221), але воно дійсне лише на інтервалі λ_{VS} . Тому роз-

рахунок режиму з переривчастим струмом навантаження треба проводити для кожного конкретного значення тривалості протікання струму в тиристорі λ_{VS} , яка змінюється при зміні навантаження. Це ускладнює розрахунки.

Треба зауважити, що в керованих випрямлячах середньої і великої потужності, навантаженням яких є двигун, що працює в режимі переривчастого струму, середнє значення випрямленого струму складає одиниці, або долі відсотка номінального струму $I_{d\text{ном}}$. Тому ці струми можна не враховувати і вважати, що при переривчастому струмі у навантаженні випрямляч працює в режимі холостого ходу.

1.7. СКЛАДЕНІ (БАГАТОФАЗНІ ЕКВІВАЛЕНТНІ) ВИПРЯМЛЯЧІ

Підвищення пульсності схеми за вихідною напругою реалізується за рахунок вмикання послідовно або паралельно двох випрямних блоків. Напруги живлення цих блоків, а отже, миттєві значення вихідної напруги повинні мати визначений фазовий зсув ψ . Наприклад, при ви-

користанні двох трифазних випрямлячів ($m_2 = 3$) період пульсацій вихідної напруги дорівнює $2\pi/3$ (рис. 1.52, а, б).

Якщо напруги живлення цих двох випрямлячів зсунути одну відносно іншої на кут $\psi = T/2 = \pi/3$, то в результаті складання вихідних напруг двох послідовно з'єднаних випрямних блоків частота пульсацій напруги на навантаженні збільшується у два рази (рис. 1.52, в).

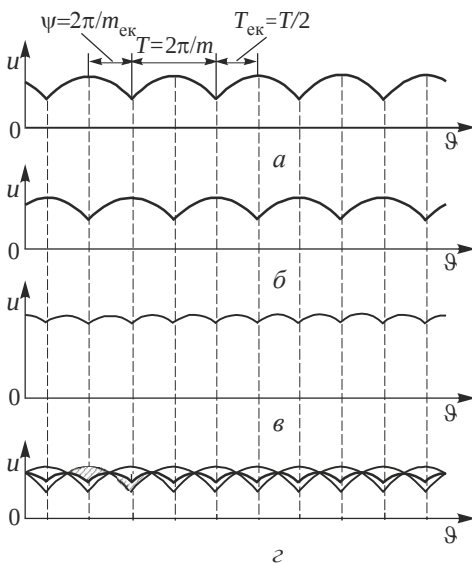


Рис. 1.52

На рис. 1.53,а наведена схема еквівалентного 12- фазного випрямляча, побудованого на двох блоках трифазних мостових випрямлячів ($m_n = 6$), з'єднаних на виході послідовно, фазовий зсув між якими $\psi = 2\pi/12 = 30^\circ$. Потрібний фазовий зсув може бути одержаний за рахунок використання трансформатора з двома групами вторинних обмоток, кожна з яких живить вхідну шестипульсну схему. Для одержання симетричної кривої вихідної напруги, напруги, які живлять випрямлячі, повинні бути однаковими. Тому число витків вторинних обмоток трансформатора, з'єднаних у зірку, повинно бути у $\sqrt{3}$ разів менше за число витків в обмотках, з'єднаних у трикутник ($K_{\tau\Delta} = \sqrt{3}K_{\tau\Delta}$). При послідовному (по відношенню до навантаження) вмиканні випрямних блоків вихідна напруга підвищується у два рази при незмінній допустимій напрузі на вентилях.

При паралельному вмиканні випрямних блоків (рис. 1.53,б) допустимий струм у навантаженні підвищується у два рази при незмінному допустимому струмі вентилів одного випрямного блока. Проте при з'єднанні паралельно двох випрямних блоків, що живляться напругами, які мають фазовий зсув, миттєві значення вихідних напруг кожного випрямного блока будуть відрізнятися (рис. 1.52,з), що викликає появу нічим не обмежених зрівнювальних струмів між випрямлячами. Тому

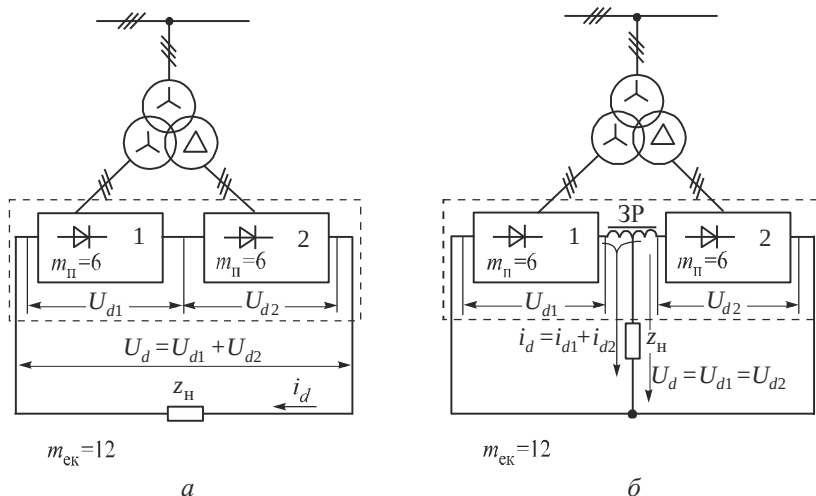


Рис. 1.53
155

при паралельному вмиканні випрямлячів, між ними треба ставити зрівнювальний реактор ЗР. Для постійної складової струму реактор не становить ніякого опору, тоді як для змінної складової зрівнювального струму індуктивний опір реактора буде обмежувачем.

За цим принципом можна побудувати випрямляч з числом фаз випрямлення $m_{ек} = 24, 36, 48$ і т.д. Для побудови випрямляча з $m_{ек} = 24$ можна використати чотири трифазні мостові схеми, кожна пара яких живиться від триобмоткового трансформатора (рис. 1.54).

При цьому треба забезпечити фазовий зсув між напругами, що живлять перший та другий трансформатор, $\psi = 2\pi/m_{ек} = 360/12 = 15^\circ$, що досягається ввімкненням між цими трансформаторами статичного фазообертача ФО. Статичний фазообертач являє собою електричну машину із загальмованим ротором. Положення ротора відносно статора може змінюватися за допомогою механічної системи. До трифазних обмоток статора підводиться трифазна напруга. В обмотках ротора трансформується трифазна напруга, фазовий зсув якої визначається просторовим положенням ротора відносно статора. Змінюючи положення ротора відносно статора, можна одержати необхідний фазовий зсув між системами трифазних напруг.

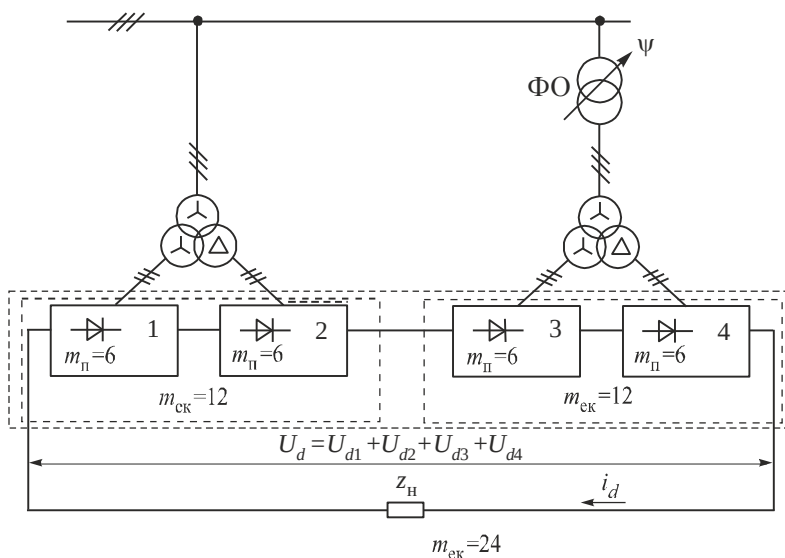


Рис. 1.54

На рис. 1.55 наведені схеми трифазних послідовних випрямлячів зі зміщеними напругами живлення (*a* — повністю керованого, *б* — напівкерovanого). Як видно з часових діаграм струмів та напруг (рис. 1.56) при $\alpha = 0$ випрямлена напруга вміщує 12-кратні пульсації і коефіцієнт пульсацій за основною гармонікою

$$K_{п(1)} = \frac{2}{(qm_{п})^2 - 1} = 0,0135.$$

У послідовному повністю керованому випрямлячі (рис.1.55,*a*) при активно-індуктивному навантаженні ($r_a = 0$, $L_a = 0$, $L_d = \infty$, струм, що споживається з мережі, дорівнює сумі струмів вторинних обмоток з урахуванням коефіцієнта трансформації $i_A = (i_{21} + \sqrt{3}i_{22})K_T$, де $K_T = w_2 / w_1$ — коефіцієнт трансформації обмоток, з'єднаних у зірку (у нашому випадку $K_T = 1$)

Як видно з часових діаграм (рис. 1.56) при зміні кута керування $\alpha = \alpha_1 = \alpha_2$ фази струмів обмоток зміщуються на той же самий кут, а їх форма залишається незмінною. Струм первинної обмотки так само не змінюється за формою і зміщується за фазою при зміні кута керування α .

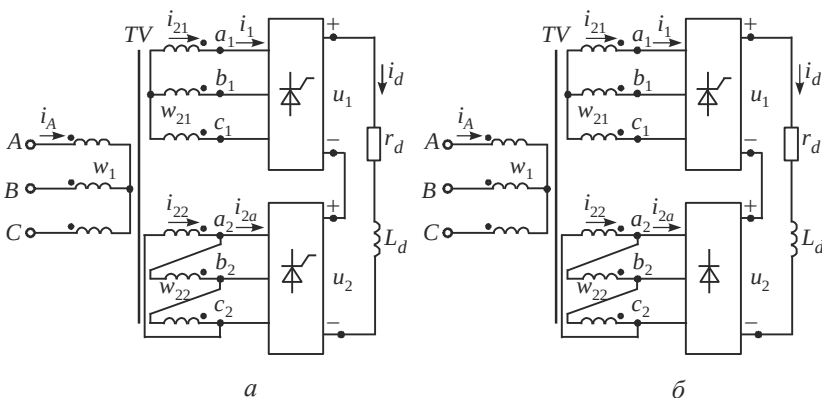


Рис. 1.55
157

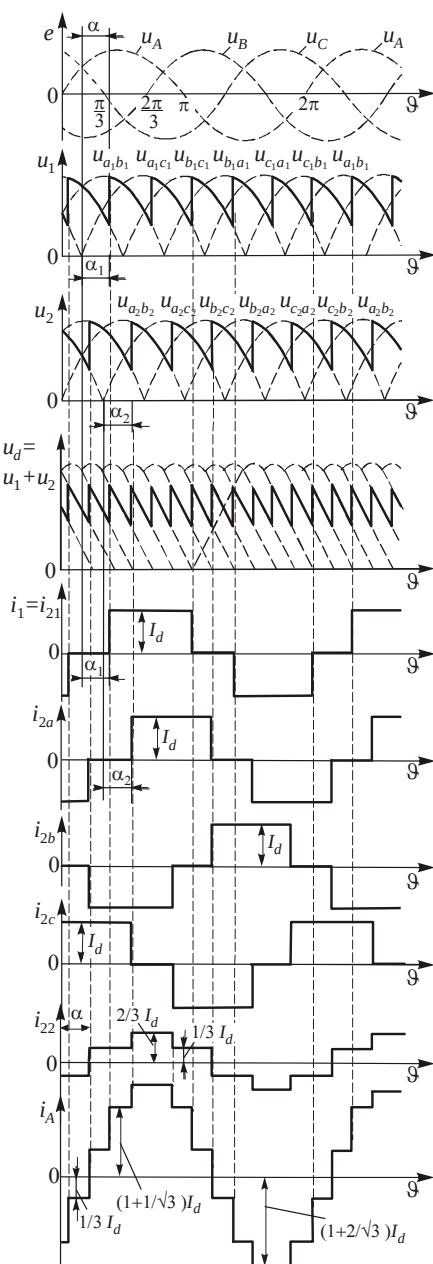


Рис. 1.56

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора, його перша гармоніка та фазовий кут відповід

$$I_A = \left[\frac{(4 + 2\sqrt{3})}{3} \right]^{\frac{1}{2}} I_d;$$

$$I_{A(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_d;$$

$$\varphi_{(1)} = -\alpha$$

Коефіцієнт потужності
 $\lambda = 0,9886 \cos \alpha$.

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = 2 \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha = U_{\max} \cos \alpha,$$

де $U_{\max} = 2 \cdot 3\sqrt{6} U_2 / \pi$.

При заміні одного з керованих випрямлячів на діодний міст одержимо послідовний напівкерований випрямляч (рис. 1.55,б). У цьому випадку напруга другого випрямляча та фаза струму, що споживається, не змінюються (рис. 1.57). Форма струму i_A , що споживається з мережі, та його фаза залежать від кута керування α . Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора, його перша гармоніка та фазовий кут відповідно

$$I_A = I_d \left[\frac{(4+2\sqrt{3})}{3} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \alpha^* \right]^{\frac{1}{2}}; \quad I_{A(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha}{2}; \quad \varphi_{(1)} = -\frac{\alpha}{2},$$

де $\alpha^* = 0$ при $0 < \alpha < \pi/6$; $\alpha^* = \alpha - \pi/6$ при $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$; $\alpha^* = 2\pi/3$ при $5\pi/6 < \alpha < \pi$.

Коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{\frac{2\sqrt{6}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}}{\left[\frac{(4+2\sqrt{3})}{3} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \alpha^* \right]^{\frac{1}{2}}}.$$

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_{da} = \frac{U_{\max}}{2} (1 + \cos \alpha). \quad (1.225)$$

Трифазні послідовні випрямлячі можна виконати з незміщеними напругами живлення (рис. 1.58, а). При одночасному керуванні повністю керованими послідовно з'єднаними випрямлячами обидва випрямлячі мають однаковий кут керування, що еквівалентно роботі трифазного мостового симетричного випрямляча з подвійною напругою живлення. При послідовному керуванні послідовно з'єднаними випрямлячами кут керування одного залишається постійним і рівним 0 або π , а другого $0 < \alpha_2 < \pi$. У випрямному режимі роботи кут керування першого $\alpha_1 = 0$, а кут керу-

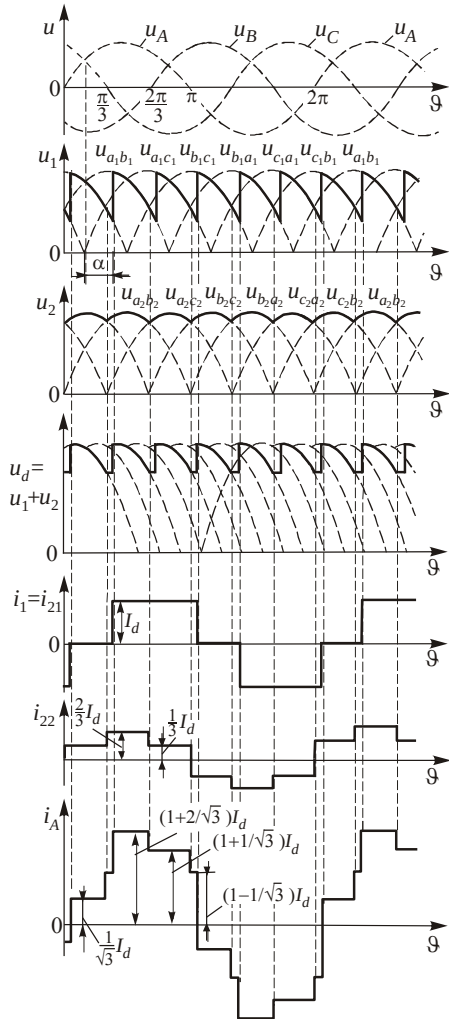


Рис. 1.57

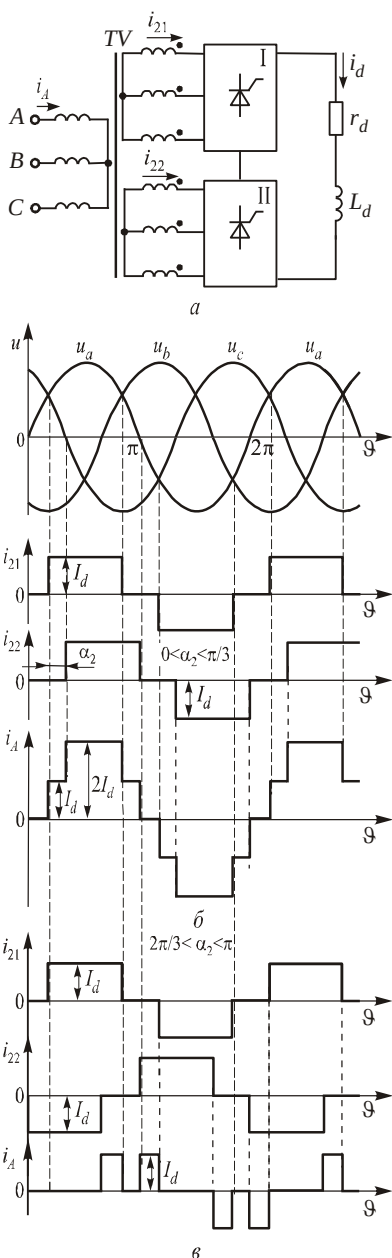


Рис. 1.58

вання другого змінюється в діапазоні $0 < \alpha_2 < \pi$ (рис. 1.58, б, в).

При $\alpha_2 = 0$ напруга на виході максимальна, а при $\alpha_2 = \pi$ вихідні напруги обох випрямлячів компенсують одна іншу і сумарна напруга дорівнює нулю. В інверторному режимі роботи (див. розділ 2) кут керування другого випрямляча $\alpha_2 = \pi$, а кут керування першого змінюється в діапазоні $0 < \alpha_1 < \pi$.

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора, його перша гармоніка та фазовий зсув відповідно

$$I_A = I_d (8/3 - 2\alpha_2/\pi)^{1/2},$$

$$0 < \alpha < \pi/3;$$

$$I_A = I_d (10/3 - 4\alpha_2/\pi)^{1/2},$$

$$\pi/3 < \alpha < 2\pi/3;$$

$$I_A = I_d (2 - 2\alpha_2/\pi)^{1/2},$$

$$2\pi/3 < \alpha < \pi;$$

$$I_{A(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha_2}{2}; \varphi_{(1)} = -\alpha_2/2.$$

Коефіцієнт потужності

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{I_{A(1)}}{I_A} \cos \varphi_{(1)} = \\ &= \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha_2}{2} \cos \frac{\alpha_2}{2} \cdot \frac{1}{I_A}. \end{aligned}$$

Середнє значення вихідної на-

пруги визначається виразом (1.225).

На рис. 1.59 наведені значення коефіцієнта потужності λ трифазних послідовних випрямлячів залежно від напруги $U_{d\alpha}^* = U_{d\alpha} / U_{\max}$ (1 — повністю керований зі зміщеними напругами живлення та одночасним керуванням; 2 — напівкерований зі зміщеними напругами живлення; 3 — повністю керований з не зміщеними напругами живлення та одночасним керуванням; 4 — повністю керований з не зміщеними напругами живлення та послідовним керуванням). З порівняння кривих видно,

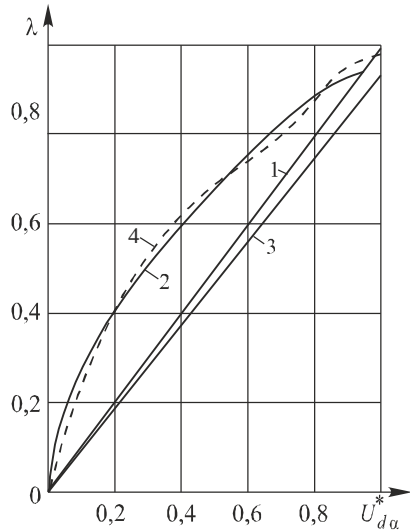


Рис. 1.59

що при використанні напівкерованих і повністю керованих випрямлячів з послідовним керуванням забезпечується більший коефіцієнт потужності, ніж при одночасному керуванні повністю керованими випрямлячами. Якщо не потребується рекуперація (див. розділ 2), то доцільно використовувати напівкеровані послідовні випрямлячі (у цілях економії). Зміщення живильних напруг за фазою оказує незначний вплив на коефіцієнт потужності. Проте зсув напруг у повністю керованих випрямлячах забезпечує 12-кратну частоту пульсацій, що є перевагою у порівнянні з напівкерованими випрямлячами, які мають 6-кратну частоту пульсацій.

У низьковольтних потужних випрямлячах застосування мостової схеми випрямлення недоцільне, тому що в схемі в будь-який момент часу послідовно з навантаженням ввімкнені два вентиля, що збільшує втрати енергії. При низьких вихідних напругах і великих струмах доцільно використовувати схеми випрямлення з середньою точкою — 6-фазну, 12-фазну, 18-фазну, 24-фазну і т. д., без фільтра або з індуктивно-ємнісним фільтром. Для поліпшення масо-габаритних і енергетичних показників таких випрямлячів застосовують декілька незалежних дроселів фільтра замість одного. Це призводить до зменшення ампліту-

ди імпульсів струму, який тече через вентиля та обмотки трансформатора, що зменшує втрати потужності в них і збільшує тривалість протікання цього струму в p разів при незмінному середньому значенні струму (p — число незалежних дроселів фільтра в схемі випрямляча), внаслідок чого зменшується діюче значення струму обмоток трансформатора у $\sqrt{p}$ разів, тобто підвищується використання трансформатора за потужністю. Багатофазні складені випрямлячі виконують з простих однофазних з середньою точкою, трифазної з середньою точкою, чотирифазної або шестифазної з числом вихідних фаз $m_2 = 6, 12, 18, 24$ і т. д. та числом незалежних дроселів фільтра $p = 1, 2, 3, 4, 6, 8, 9, 12$ і т. д., максимальне число яких дорівнює числу фаз випрямлення складеного випрямляча m_2 , ділених на число фаз простого випрямляча. Для створення багатофазної системи напруг вторинних обмоток, зсунутих на кут $2\pi / m_2$, використовують трифазні трансформатори зі з'єднанням первинних обмоток трикутником або зіркою ($m_2 = 12$), або з розбиттям первинних обмоток на дві частини та з'єднанням їх у зіг-заг, а потім у трикутник або зірку ($m_2 = 18, 24, 36$ і т. д.). Багатофазні випрямлячі можна виконати на трифазних трансформаторах з спільним для всіх фаз магнітопроводом або на групах з однофазних трансформаторів. Вторинні обмотки трансформаторів з'єднують у багатофазну зірку. Для збільшення числа фаз випрямлення треба збільшувати число трифазних трансформаторів.

На рис. 1.60 і 1.61 зображенні дванадцятифазний та вісімнадцятифазний випрямлячі з трифазними трансформаторами. Число витків первинних обмоток трансформаторів $TV1$ і $TV2$ для зсуву за фазою векторів напруг вторинних обмоток, що дорівнює 30° , в схемі рис. 1.60

$$w'_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} w_1 \sin \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{m_2} \right) = 0,816 w_1; w''_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} w_1 \sin \frac{\pi}{m_2} = 0,299 w_1,$$

де w_1 — число витків еквівалентної первинної обмотки, що відповідає напрузі живильної мережі.

У вісімнадцятифазному випрямлячі (рис. 1.61) для зсуву за фазою на 20° векторів напруг вторинних обмоток співвідношення напруг пер-

винних обмоток повинно бути: $w'_1 : w''_2 = 0,742 : 0,395$.

Аналогічно, використовуючи з'єднання первинних обмоток у зіг-заг, можна побудувати багатофазні випрямлячі з числом фаз $m_2 = 24, 36, 48$ і т. д. У табл. 1.4 наведені основні розрахункові співвідношення багатофазних випрямлячів зі з'єднанням первинних обмоток трансформаторів у зіг-заг.

Коефіцієнт пульсацій за першою гармонікою напруги на навантаженні з декількома дроселями фільтра при наявності конденсаторів на їх виході

$$K_{\Pi} = 2p / \left[m_2^2 (m_2^2 - 1) \omega_M^2 LC \right].$$

Мінімальна індуктивність кожного дроселя фільтра

$$L_{\min} \geq \frac{2p^2 U_{d0}}{\left[(m_2/p)^2 - 1 \right] m_2 \omega_M I_{d\min}},$$

де $U_{d0} = U_d + \Delta U_{VD} + \Delta U_{TV} + \Delta U_L + \Delta U_{\text{пр}}$; U_d — середнє значення випрямленої напруги на навантаженні; $\Delta U_{VD}, \Delta U_{TV}, \Delta U_L, \Delta U_{\text{пр}}$ —

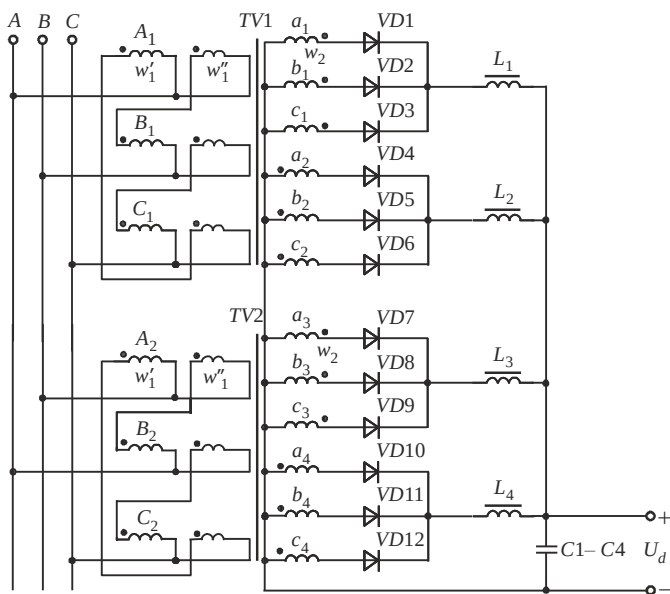


Рис. 1.60

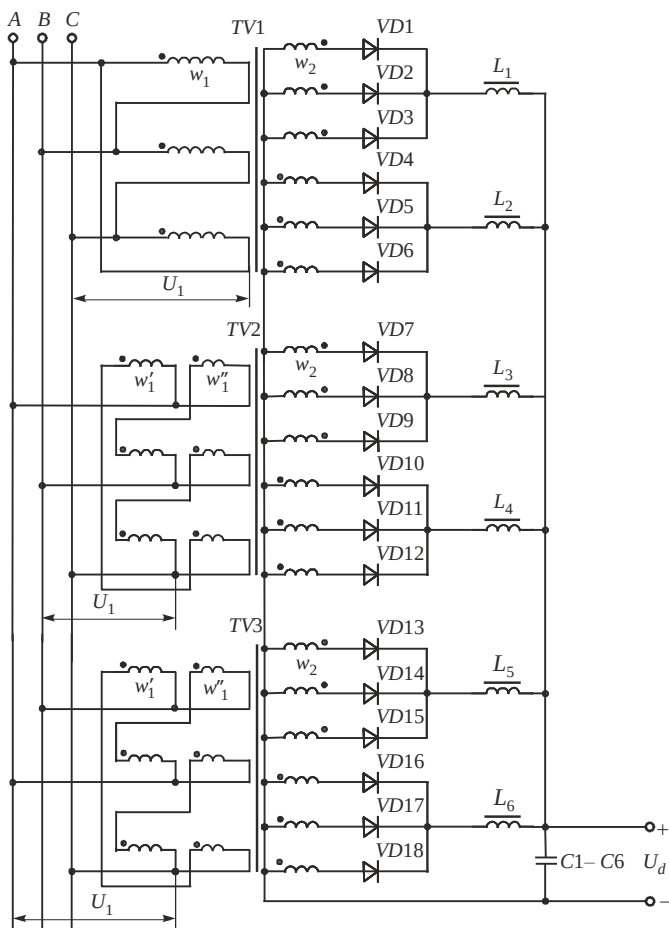


Рис. 1.61

відповідно спад напруги на діодах, активному опорі та індуктивності розсіювання обмоток трансформатора, на активному опорі дроселів фільтра та опорі монтажних проводів.

Середнє значення струмів кожного дроселя фільтра $I_L = I_d / p$. Частота основної гармоніки змінної складової напруги на дроселі та її діюче значення

$$f_{L(1)} = \frac{m_2 f_M}{p}; \quad U_{L\sim} = \frac{\sqrt{2}}{(m_2 / p)^2 - 1} U_{d0}.$$

Таблиця 1.4

Розрахункові співвідношення у схемах багатофазних складених випрямлячів

Пара- метр	Число фаз випрямлення m_{Π}							
	6			12				
	Число дроселів фільтра p							
	1	2	3	1	2	3	4	6
U_2/U_{d0}	0,741	0,855	1,111	0,715	0,741	0,785	0,855	1,111
I_2/I_d	0,408	0,289	0,236	0,289	0,204	0,167	0,144	0,118
$I_1/K_{\tau}I_d$	0,577	0,409	0,334	0,409	0,289	0,236	0,204	0,167
S_2/P_d	1,815	1,481	1,572	2,48	1,815	1,569	1,481	1,569
S_1/P_d	1,282	1,049	1,111	1,949	1,426	1,234	1,161	1,234
S_{τ}/P_d	1,547	1,264	1,342	2,217	1,620	1,402	1,321	1,402
U_{3B}/U_{d0}	2,09	2,09	3,14	2,02	2,09	2,22	2,09	3,14
I_a/I_d	1/6	1/6	1/6	1/12	1/12	1/12	1/12	1/12
I_L/I_d	1	1/2	1/3	1	1/2	1/3	1/4	1/6
$U_{L\sim}/U_{d0}$	0,040	0,177	0,438	0,0099	0,0404	0,0943	0,177	0,438
$f_{L(1)}/f_M$	6	3	2	12	6	4	3	2
$K_{\Pi(1)}$	0,057	0,057	0,057	0,014	0,014	0,014	0,014	0,014

Параметр	Число фаз випрямлення m_{Π}							
	18					24		
	Число дроселів фільтра p							
	1	2	3	6	9	1	2	3
U_2/U_{d0}	0,711	0,722	0,741	0,855	1,111	0,709	0,715	0,725
I_2/I_d	0,235	0,167	0,136	0,096	0,079	0,204	0,144	0,118
$I_1/K_{\tau}I_d$	0,333	0,236	0,196	0,136	0,111	0,289	0,204	0,167
S_2/P_d	3,012	2,164	1,815	1,481	1,569	3,472	2,469	2,053
S_1/P_d	2,427	1,742	1,457	1,190	1,262	2,617	1,862	1,547
S_{τ}/P_d	2,717	1,953	1,815	1,335	1,569	3,048	2,164	1,802
U_{3B}/U_{d0}	2,01	2,04	2,09	2,09	3,14	2,01	2,02	2,05
I_a/I_d	1/18	1/18	1/18	1/18	1/18	1/24	1/24	1/24
I_L/I_d	1	1/2	1/3	1/6	1/9	1	1/2	1/3
$U_{L\sim}/U_{d0}$	0,0041	0,0176	0,0404	0,1768	0,4714	0,0025	0,099	0,0224
$f_{L(1)}/f_M$	18	9	6	3	2	24	12	8
$K_{\Pi(1)}$	0,0062	0,0062	0,0062	0,0062	0,0062	0,0035	0,0035	0,0035

1.8. ВИПРЯМЛЯЧІ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ВЕНТИЛЯХ

У звичайних випрямлячах тиристор комутується напругою мережі живлення в момент відкриття наступного тиристора (природна комутація). У випрямлячах на повністю керованих вентилях (транзисторах, запірних або двоопераційних тиристорах) струм вентиля переривається за рахунок подачі закриваючого імпульсу в коло керуючого електрода в будь-який момент часу. Тому можна регулювати вихідну напругу без відставання за фазою кривої основної гармоніки струму відносно напруги, а у деяких випадках з випередженням фази струму відносно напруги. При цьому утворюється можливість компенсації реактивної потужності.

На рис. 1.62,а зображена схема однофазного несиметричного випрямляча на запірних тиристорах $VS1$, $VS2$, які відкриваються та закриваються відповідно при подачі на керуючий електрод імпульсів позитивної та негативної полярності.

На рис. 1.62,б наведені часові діаграми струмів і напруг у схемі (рис. 1.62,а) при регулюванні кута закриття тиристорів $VS1$, $VS2$. Тиристор $VS1$ відкривається при $\vartheta = 0$ і закривається при $\vartheta = \beta$. Середнє значення випрямленої напруги регулюється зміною кута закриття

$$U_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}U_1}{\pi}(1 - \cos\beta) = U_{d0} \frac{1 - \cos\beta}{2},$$

$$\text{де } U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi}.$$

Перша гармоніка струму $i_{(1)}$, що споживається з мережі, випереджає напругу мережі. Коефіцієнт зсуву при цьому випереджаючий і дорівнює $\cos\varphi_{(1)} = \sin(\beta/2)$. Коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{\sqrt{2}(1 - \cos\beta)}{\sqrt{\pi\beta}}. \quad (1.226)$$

З порівняння виразів (1.107) і (1.226) видно, що коефіцієнт потужності несиметричних випрямлячів однаковий. При симетричному керування кутом відкриття та закриття тиристорів (рис. 1.62,в)

тиристор VS1 відкривається при $\vartheta = \alpha$, а закривається при $\vartheta = \pi - \alpha$. Середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi} \cos \alpha.$$

Як видно з часових діаграм (рис. 1.62,в) імпульси струму, що споживаються з мережі, розташовані симетрично відносно максимумів напруги мережі живлення, тому 1-а гармоніка струму мережі $i_{1(1)}$ знахо-

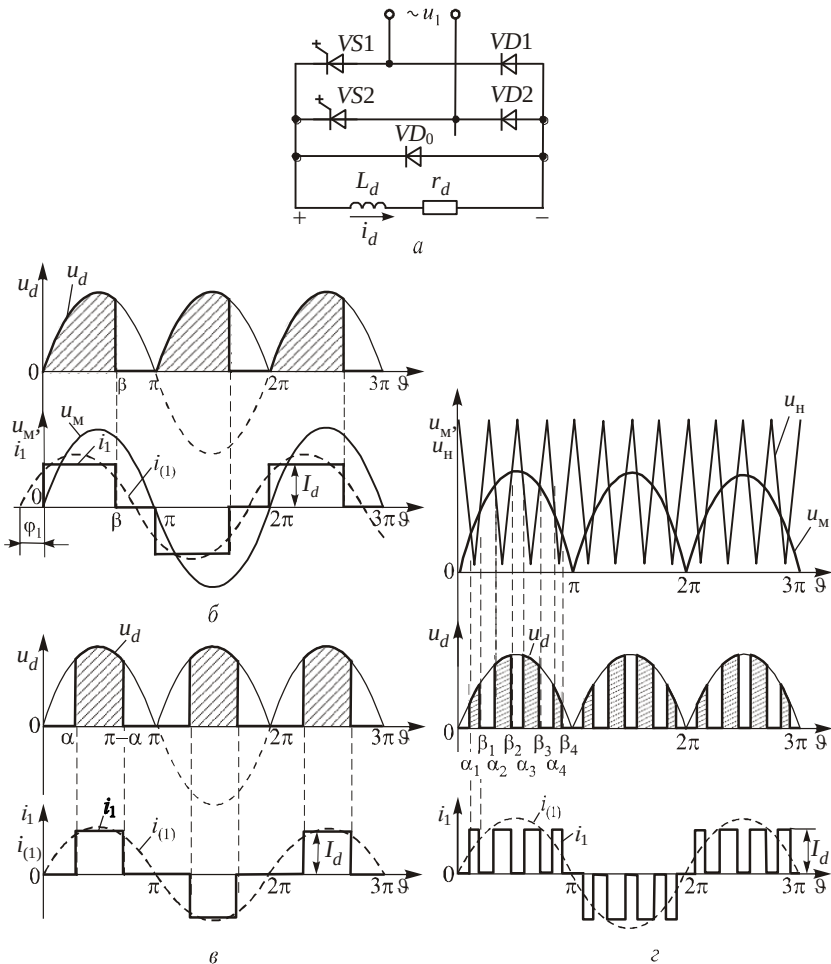


Рис. 1.62
167

диться у фазі з живильною напругою, тобто $\cos \varphi_{(1)} = 1$.

Коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\pi [(1 - 2\alpha / \pi)]^{1/2}}.$$

Крива струму вміщує один імпульс за півперіод зміни напруги мережі, і нижчою гармонічною складовою струму є 3-я гармоніка, яку важко відфільтрувати. Виключити або зменшити низькі гармоніки можна, якщо збільшити число імпульсів у півперіоді живильної напруги, тобто застосувавши широтно-імпульсне регулювання. При широтно-імпульсному регулюванні тиристор відкривається та закривається декілька разів за кожний півперіод, як показано на рис. 1.62,2. Зміною тривалості відкритого стану тиристорів регулюється вихідна напруга випрямляча. Низькі гармоніки можуть бути зменшені або усунені зовсім шляхом правильного вибору ширини імпульсів та їх числа за півперіод. Склад вищих гармонічних розширюється, проте вони можуть бути легко відфільтровані.

Принцип широтно-імпульсної модуляції живильної напруги проілюстрований на рис. 1.62,2. Тут сигнали, які переводять тиристор у відкритий стан, виробляються в результаті порівняння імпульсів напруги u_n трикутної форми з випрямленою синусоїдальною напругою u_m , яка знаходиться у фазі з живильною напругою u_1 . Регулювання вихідної напруги u_d здійснюється зміною амплітуди u_m , або коефіцієнтом модуляції $\mu = U_{m\max} / U_{n\max}$, $\mu = 0 \div 1$.

Для одержання виразів, які визначають енергетичні показники випрямляча, знаходять точки перетину кривих u_m і u_n та відповідні моменти переходу тиристора у відкритий α_k та закритий β_k стани.

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi} \sum_{k=1}^p (\cos \alpha_k - \cos \beta_k),$$

де p — число імпульсів за період.

Коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} \sum_{k=1}^p (\cos \alpha_k - \cos \beta_k)}{\sqrt{\pi} \left[\sum_{k=1}^p (\beta_k - \alpha_k) \right]^{1/2}}. \quad (1.227)$$

При широтно-імпульсному регулюванні кут зсуву 1-ої гармоніки струму дорівнює нулю, тобто $\cos \varphi_{(1)} = 1$, а коефіцієнт потужності великий. Якщо в кривій напруги чотири імпульси за період, то з нижчих гармонік присутні тільки 5-а; при шести імпульсах — 7-а.

Енергетичні характеристики схеми (рис. 1.62,а) наведені на рис. 1.23 (3 — з керованим кутом закриття тиристорів; 4 — з симетричним керуванням; 5 — з широтно-імпульсним регулюванням (чотири імпульси за півперіод). Як видно, коефіцієнт потужності та коефіцієнт зсуву $\cos \varphi_{(1)}$ найбільш високі у схемах на повністю керованих вентилях.

У всіх раніше розглянутих схемах випрямлення комутація струму у вентилях супроводжувалась комутацією струму у фазах живильної мережі. У випрямлячах та вентилях з неповним керуванням обидві комутації відбувалися паралельно, у випрямлячах та вентилях з повним керуванням, розглянутих вище, спочатку здійснювалась комутація струму у вентилях, а потім — струму у фазах. В обох випадках це призводило до імпульсного характеру струмів у фазах вхідного трансформатора і в мережі, тобто до зниження якості струму в порівнянні зі струмами лінійних споживачів електричної енергії. У класичних схемах випрямлення керування спрямоване на одержання заданих параметрів вихідної напруги (струму) випрямляча, при цьому вхідний струм одержується, виходячи з принципу дії випрямляча. Для можливості активного формування кривої вхідного струму випрямляча треба додати у випрямляч другий канал керування (другий параметр керування), аби забезпечити достатньо незалежне керування і вихідною напругою випрямляча, і його вхідним струмом.

На рис. 1.63,а наведена схема активної низькочастотної корекції вхідного струму однофазного випрямляча. Для наближення форми вхідного струму до синусоїдальної в схемі використовується повністю керований ключ S , схема якого наведена на рис. 1.63,б (ключ може бути

виконаним або на запірному тиристорі, що закривається, або на транзисторі), низькочастотний дросель $L1$ та відповідна система керування. За рахунок циклічного перемикання ключа S (за синусоїдальним законом) на вході діодного випрямляча $VD1...VD4$ формується струм i_{BX} , пропорційний $\sin^2 \vartheta$ (рис. 1.63, в), причому

$$i_{BX} = \sqrt{2} I_2 \sin \vartheta |\sin \vartheta| = \begin{cases} +\sqrt{2} I_2 \sin^2 \vartheta & \text{при } i_2 > 0, \\ -\sqrt{2} I_2 \sin^2 \vartheta & \text{при } i_2 < 0, \end{cases}$$

де $\vartheta = \omega_M t$.

Випрямлений струм буде вміщувати в цьому випадку постійну складову та змінну з частотою, у два рази перевищуючу частоту живильної напруги,

$$i = |i_{BX}| = \sqrt{2} I_2 \sin^2 \vartheta = \frac{\sqrt{2}}{2} I_2 (1 - \cos 2\vartheta).$$

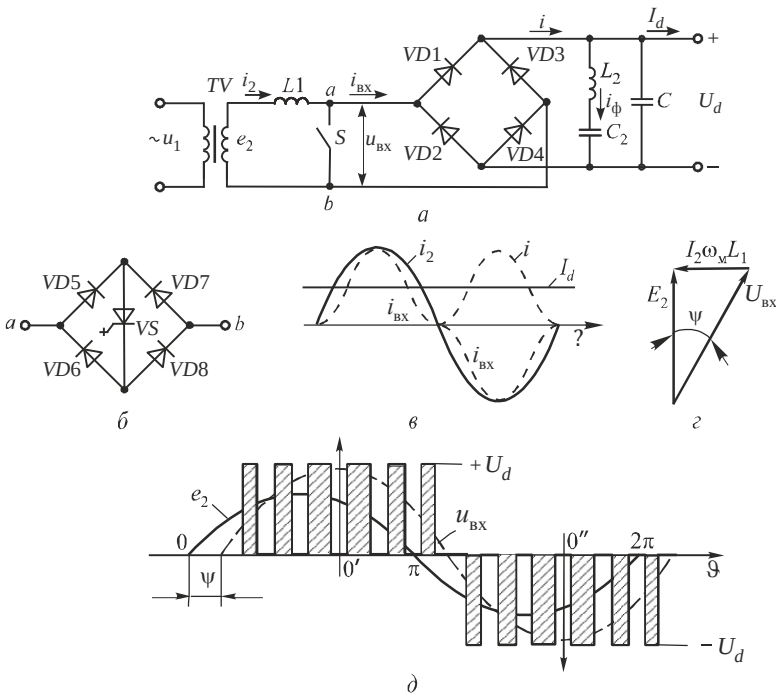


Рис. 1.63
170

Фільтр $L2-C2$ замикає другу гармоніку випрямленого струму, а фільтр C править для зменшення пульсацій вихідної напруги та вищих гармонічних складових, які в ідеальному випадку дорівнюють нулю. Для усунення режимів к.з. при циклічних перемиканнях ключа S з боку вторинної обмотки трансформатора встановлюється дросель із значною за величиною індуктивністю $L1$. Тому (рис. 1.63,з) напруга на вході випрямляча відстає за фазою від живильної напруги на кут ψ , тобто $u_{\text{вх}} = \sqrt{2}U_{\text{вх}} \sin(\vartheta - \psi)$, і його діюче значення дорівнює $U_{\text{вх}} = E_2 / \cos \psi$.

З векторної діаграми (рис. 1.63,з) впливає, що $I_2 = E_2 \operatorname{tg} \psi / (\omega_m L_1)$.

Діюче значення вихідної напруги випрямляча також може бути обчислено, вважаючи, що воно модулюється при перемиканнях ключа S за синусоїдальним законом. Тоді, виходячи з випрямленої напруги (рис. 1.63,д),

$$U_{\text{вх}} = k U_d. \quad (1.228)$$

Якщо відсутні комутаційні провали напруги при вмиканнях ключа S , значення коефіцієнта k можна визначити за допомогою розкладання в ряд Фур'є прямокутного імпульсу з амплітудним значенням U_d . Тоді значення k як коефіцієнта при першій гармоніці було б рівним 0,9. При модулюванні вихідної напруги з вхідної за допомогою серії імпульсів рівність (1.228) буде справедливою при $k = 0,65 \dots 0,7$, причому менше значення k слід приймати при необхідності стабілізації вихідної напруги при значних коливаннях напруги живильної мережі. Виходячи з рівності миттєвих потужностей на вході та виході випрямляча

$$i_2 u_{\text{вх}} = i U_d,$$

одержимо вираз для вихідного струму випрямляча

$$i = k \frac{E_2}{\omega_m L_1} \sin \psi - k \frac{E_2}{\omega_m L_1} \operatorname{tg} \psi \left(2\vartheta + \frac{\pi}{2} - \psi \right). \quad (1.229)$$

Перший доданок правої частини даного виразу являє собою постійну складову випрямленого струму, а другий — його змінну складову

ву, на яку повинен бути розрахований LC - фільтр. Отже, струм навантаження у відповідності з (1.229) може бути обчислений за формулою

$$I_d = k \frac{E_2}{\omega_M L_1} \sin \psi .$$

Діюче значення струму LC - фільтра

$$I_\Phi = \frac{k}{\sqrt{2}} \frac{E_2}{\omega_M L_1} \operatorname{tg} \psi .$$

Одержані вирази дозволяють визначити напругу та струм на вході випрямляча за заданими параметрами навантаження і елементів випрямляча.

Для підвищення ККД випрямляча доцільно зменшувати до мінімуму число перемикань ключа S , проте останнє знаходиться у протиріччі з формуванням синусоїдального струму на вході випрямляча: чим більше імпульсів, тим ближче крива споживаного струму до синусоїдальної форми. Тому доцільно обмежитися 8...10 перемиканнями за півперіод напруги мережі, а це накладає певні обмеження у випадку застосування даного випрямляча в системі змінного струму промислової частоти. Випрямляч має високий ККД та коефіцієнт потужності $\lambda = 0,96 \dots 0,98$, низькі завади, відносно широкий робочий діапазон вхідних напруг (від 90 до 132 В і від 180 до 264 В). Проте йому притаманні недоліки: час підтримки вихідних параметрів при провалі напруги мережі залежить від вхідної напруги; відсутня стабілізація вихідної напруги постійного струму; підвищені габарити та вага (дросель $L1$ стоїть у колі вхідного струму).

На рис. 1.64 наведені схеми однофазних підвищувальних випрямлячів з практично синусоїдальною формою вхідного струму з накопи-

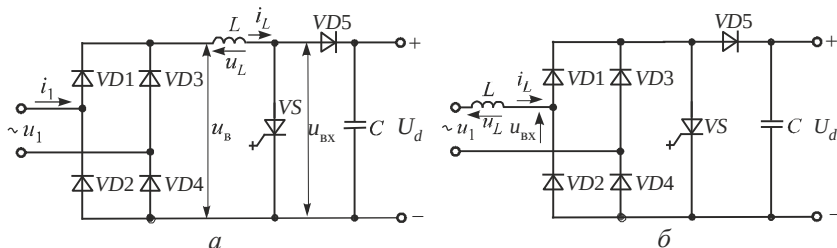


Рис. 1.64

чувальним дроселем L у колі постійного струму (a) і у колі змінного струму (b). Система керування такими випрямлячами будується за принципом слідкування за формою вхідного еталонного струму. Дуже часто використовується стратегія керування при постійній частоті перемикання ключа (тиристора VS або транзистора) та постійному часі його відкритого стану. Проте таке керування має ряд недоліків: при безперервному вхідному струмі некерованого випрямляча суттєво збільшуються струмові перенавантаження ключа; вхідний струм вміщує велику кількість високочастотних складових; при малому коефіцієнті заповнення ($\gamma = t_i/T$, де t_i — тривалість імпульсу, T — період) маємо низький коефіцієнт потужності; нелінійна залежність між еталонним і реальним струмами, що ускладнює побудову замкнених систем керування.

Для того, щоб усунути останні два недоліки та поліпшити масогабаритні показники випрямляча, в якості закону керування підвищувальним ключем можна використати критерій рівних площин. Цей критерій міститься в тому, що при частоті керування підвищувальним ключем набагато більшою за частоту основної гармоніки еталонного сигналу (частота живильної мережі) на ділянках дискретизації середні значення еталонного струму та реального вхідного струму можна зрівнювати з метою одержання потрібної форми струму.

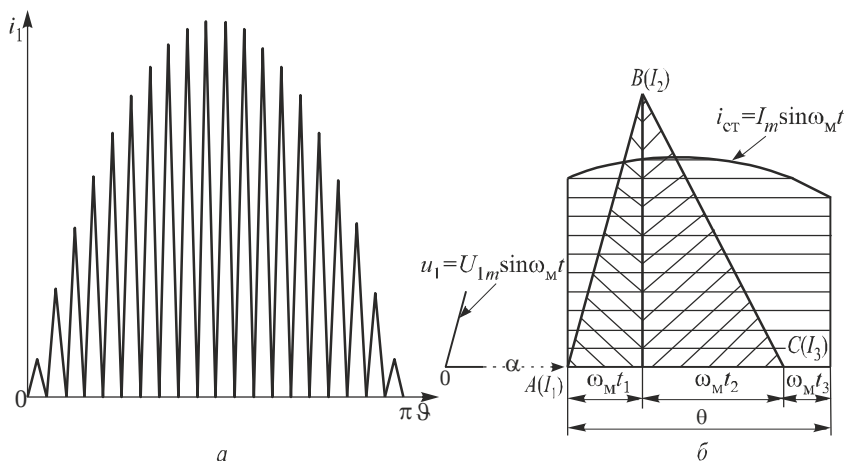


Рис. 1.65
173

На рис. 1.65,*а* наведена типова форма вхідного струму i_1 при постійній частоті перемикавання ключа VS (рис. 1.64,*а*), а на рис. 1.65,*б* імпульс вхідного струму, накладеного на імпульс еталонного синусоїдального струму $I_m \sin \omega_m t$ на ділянці дискретизації. Загальний період одного циклу перемикавання дорівнює

$$\theta = \omega_m t_1 + \omega_m t_2 + \omega_m t_3,$$

де θ — період перемикавання ключа; $\omega_m t_1$ — інтервал відкритого стану VS ; $\omega_m t_2$ — інтервал закритого стану VS ; $\omega_m t_3$ — інтервал паузи; α — початковий кут відкриття, який відраховується від точки переходу напруги мережі через нуль.

Вхідний струм i_1 для інтервалу відкритого та закритого станів VS визначається відповідно виразами

$$i_1 = I_1 + \frac{U_{1m}}{\omega_m L} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \omega_m t)], \quad (0 \leq \omega_m t \leq \omega_m t_1), \quad (1.230)$$

$$i_2 = I_2 + \frac{U_{1m}}{\omega_m L} [\cos(\alpha + \omega_m t_1) - \cos(\alpha + \omega_m t_1 + \omega_m t)] - \frac{U_d}{\omega L} \omega_m t, \quad (1.231)$$

де I_1, I_2 — початкові значення вхідного струму i_1 в момент відкриття та закриття VS відповідно; $u_1 = U_{1m} \sin \omega_m t$.

Метод еквівалентних площин міститься у зрівнюванні площі ділянки еталонного струму, відповідній інтервалу дискретизації,

$$\begin{aligned} S_1 &= \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} I_m \sin \omega_m t d\omega_m t =, \\ &= 2I_m \sin \frac{\theta}{2} \sin \left(\frac{\theta}{2} + \alpha \right) = I_m \theta \sin \left(\alpha + \frac{\theta}{2} \right), \end{aligned} \quad (1.232)$$

де $\sin \theta/2 \approx \theta/2$ при високій частоті перемикавання ключа і площі трикутника ABC (одержаного в результаті лінеаризації струмів), яка дорівнює

$$S_2 = \frac{1}{2} (\omega_m t_1 + \omega_m t_2) I_2. \quad (1.233)$$

За умови $\omega_m t = \omega_m t_1$ з урахуванням того, що у початковий момент $I_1 = 0$, з виразу (1.223) маємо,

$$I_2 = \frac{U_{1m}}{\omega_m L} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \omega_m t_1)]. \quad (1.234)$$

З виразів (1.232) і (1.233) визначаємо

$$S_2 = \frac{U_{1m}}{2\omega_m L} \omega_m t_1 (\omega_m t_1 + \omega_m t_2) \sin \alpha, \quad (1.235)$$

де $\sin(\omega_m t_1/2) \approx \omega_m t_1/2$ і $\omega_m t_1/2 \ll \alpha$.

Значення струму I_3 можна визначити з (1.224) при $\omega_m t = \omega_m t_2$

$$I_3 = I_2 + \frac{U_{1m}}{\omega_m L} [\cos(\alpha + \omega_m t_1) - \cos(\alpha + \omega_m t_1 + \omega_m t_2)] - \frac{U_d}{\omega_m L} \omega_m t_2. \quad (1.236)$$

Якщо $\omega_m t_3 \approx 0$, то з виразу (1.236) маємо

$$\omega_m t_2 = \frac{U_{1m}}{U_d} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)]. \quad (1.237)$$

Зрівнявши згідно критерію рівності площі (1.230) і (1.231) та з урахуванням (1.237), одержуємо квадратне рівняння для $\omega_m t_1$

$$\begin{aligned} (U_{1m} \sin \alpha)(\omega_m t_1)^2 + \left(\frac{U_{1m}^2}{U_d^2} \sin \alpha \right) (\omega_m t_1) [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] - \\ - 2\omega_m L I_m \theta \sin(\alpha + \theta/2) = 0. \end{aligned} \quad (1.238)$$

Розв'язуючи рівняння (1.238) та беручи до уваги позитивні значення $\omega_m t_1$, одержуємо

$$\begin{aligned} \omega_m t_1 = \frac{U_{1m}}{2U_d} [\cos(\alpha + \theta) - \cos \alpha] + \\ + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{U_{1m}^2}{U_d^2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)]^2 + \frac{8\omega_m L I_m \theta}{U_{1m}}}. \end{aligned} \quad (1.239)$$

Вираз (1.239) показує, що при заданих U_{1m} , U_d , I_m та L інтервал відкритого стану ключа $\omega_m t_1$ залежить від кута α . Коефіцієнт заповнення $\gamma = \omega_m t_1 / (\omega_m t_1 + \omega_m t_2 + \omega_m t_3)$ змінюється на кожному циклі перемикання (згідно виразів (1.237) і (1.238)) і може бути розрахований таким чином, щоб форма вхідного струму була максимально наближена до еталонного сигналу у всьому діапазоні навантажень випрямляча. Це може бути забезпечено збільшенням частоти перемикання ключа.

Ураховуючи, що у підвищувальному випрямлячі $U_d \gg U_{1m}$, і при великій частоті перемикання $\theta \rightarrow 0$ у виразі (1.239) першим доданком під коренем можна знехтувати як величиною другого порядку малості по відношенню до другого доданка, вираз матиме вигляд

$$\omega_m t_1 \approx \frac{U_{1m}}{2U_d} [\cos(\alpha + \theta) - \cos \alpha] + \sqrt{\frac{2\omega_m L I_m \theta}{U_{1m}}}. \quad (1.240)$$

З урахуванням того, що значення I_2 має максимум при $\alpha = 90^\circ$, вираз (1.240) приймає вигляд

$$\omega_m t_1 = \sqrt{\frac{2\omega_m L I_m \theta}{U_{1m}}} - \frac{U_{1m} \theta}{2U_d}. \quad (1.241)$$

Через те, що вирази (1.234) та (1.239) справедливі лише за умови, що $I_1(0) = 0$ для кожного періоду перемикання, визначимо коефіцієнт заповнення при максимальному значенні I_m у точці $\alpha = 90^\circ$

$$\gamma = \frac{U_d - U_{1m}}{U_d}. \quad (1.242)$$

Величину індуктивності L можна визначити з виразу (1.241) з урахуванням того, що $\omega_m t_1 = \gamma\theta$,

$$L = \frac{U_{1m} \left[\gamma\theta + \frac{U_{1m}}{2U_d} \theta \right]^2}{2\omega_m I_m \theta} = \frac{U_{1m}}{2\omega_m I_m} \left[\gamma + \frac{U_{1m}}{2U_d} \right] \quad (1.243)$$

Таким чином, за відомими значеннями частоти перемикання ключа, вихідної та вхідної напруги, з виразу (1.243) визначаємо потрібне

значення індуктивності вхідного дроселя, який забезпечує синусоїдальну форму вхідного струму, що співпадає за фазою з вхідною напругою.

Розглянута схема виконує високочастотну корекцію вхідного струму. Частота перемикання ключа від 20 до 100 кГц, що значно перевищує частоту мережі, дозволяє значно зменшити розміри та вартість фільтрувальних компонентів. Схема здійснює імпульсне регулювання процесу протікання вхідного струму, фільтрацію послідовності високо-частотних імпульсів, контролювання за допомогою кола зворотного зв'язку від джерела енергії (для придання йому потрібної форми) та стабілізацію за допомогою контуру зворотного зв'язку рівня вихідної напруги. Схема має високий коефіцієнт потужності $\lambda = 0,97 \dots 0,99$, широкий робочий діапазон напруг мережі змінного струму — від 90 до 264 В; час підтримки вихідних параметрів при провалі напруги мережі не залежить від вхідної напруги. До недоліків схеми відносяться: подвійне перетворення енергії, яка споживається від мережі; найбільший рівень завад; менший ККД.

Розглянуті вище однофазні випрямлячі на повністю керованих вентилях забезпечують тільки споживання енергії від мережі змінного струму. Повернути енергію, накопичену в навантаженні, в мережу змінного струму вони не можуть. На рис. 1.66,а наведена схема однофазного мостового випрямляча, яка забезпечує двобічний обмін енергією між мережею змінного струму та навантаженням. Запірні тиристори VS1...VS4 зашунтовані зустрічно-паралельними діодами VD1...VD4. Такі з'єднання вентилів можна розглядати як ідеальні ключі S1...S4 (рис. 1.66,б), що володіють двобічною провідністю. Тому до затискачів

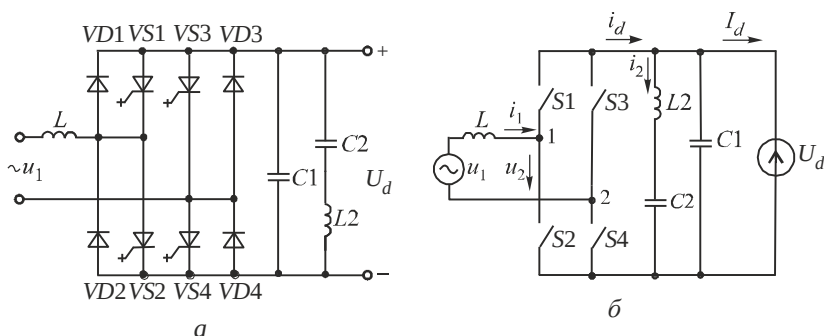


Рис. 1.66
177

змінного струму приєднане коло з великою індуктивністю L , а до затискачів постійного струму коло з великою ємністю $C1$, що надає відповідним джерелам властивості джерел струму і напруги (рис. 1.66,б).

При широтно-імпульсній модуляції (ШІМ) постійної напруги за синусоїдальним законом еталонної (модулюючої) напруги $u_{\text{ет}}$ та височастотним сигналом несучої частоти $u_{\text{н}}$ трикутної форми з кратністю $p = f_{\text{н}} / f_{\text{ет}} = T_{\text{ет}} / T_{\text{н}}$ часові діаграми відкриття ключів $S1...S4$ наведені на рис. 1.67. Напруга на затискачах змінного струму (1-2) в цьому випадку буде зображена послідовністю імпульсів з амплітудою U_d та тривалістю кожного імпульсу, яка змінюється за законом модулюючої напруги. Ця напруга прикладається до кола, що складається з індуктивності L та джерела напруги u_1 . Характер зміни струму i_1 в цьому колі на будь-якому інтервалі часу визначається в результаті розв'язання рівняння

$$L \frac{di_1}{dt} + u_2 = u_1.$$

В якості прикладу при кратності $p = 5$ і глибині модуляції $\mu = U_{\text{етmax}} / U_{\text{нmax}} = 0,9$ на рис. 1.67 наведені діаграми струмів і напруг на вході та виході випрямляча. У кривій струму i_1 можна виділити основну гармоніку $i_{1(1)}$ з частотою напруги мережі, яка зміщена по відношенню до напруги u_1 на кут $\varphi_{(1)}$. Кут $\varphi_{(1)}$ залежить від амплітудних значень напруги $U_{1\text{max}}$ та основної гармоніки напруги $U_{2(1)\text{max}}$, а також від їх взаємного зсуву ψ . Змінюючи цей зсув і амплітуду основної гармоніки шляхом зміни глибини модуляції μ , можна забезпечити одержання будь-якого фазового зсуву $\varphi_{(1)}$ і, зокрема, $\varphi_{(1)} = 0$ або $\varphi_{(1)} = \pi$. При нульовому зсуві за фазою коефіцієнт потужності буде максимальним і його відхилення від одиниці буде визначатися коефіцієнтом спотворення кривої струму i_1 .

Для кількісної оцінки процесів у випрямлячі, а також одержання основних співвідношень, які встановлюють зв'язок між струмами та

напругами на елементах схеми, визначимо напругу u_2 як різницю потенціалів точок 1 та 2 (рис. 1.66), тобто

$$u_2 = \varphi_1 - \varphi_2, \quad (1.244)$$

де φ_1, φ_2 — потенціали точок 1 і 2 відносно умовного нульового потенціалу. Умовним «нулем» може бути середня точка з'єднання двох послідовно ввімкнених конденсаторів, що утворюють конденсатор $C1$.

Характер зміни потенціалів φ_1 і φ_2 визначається станом ключів

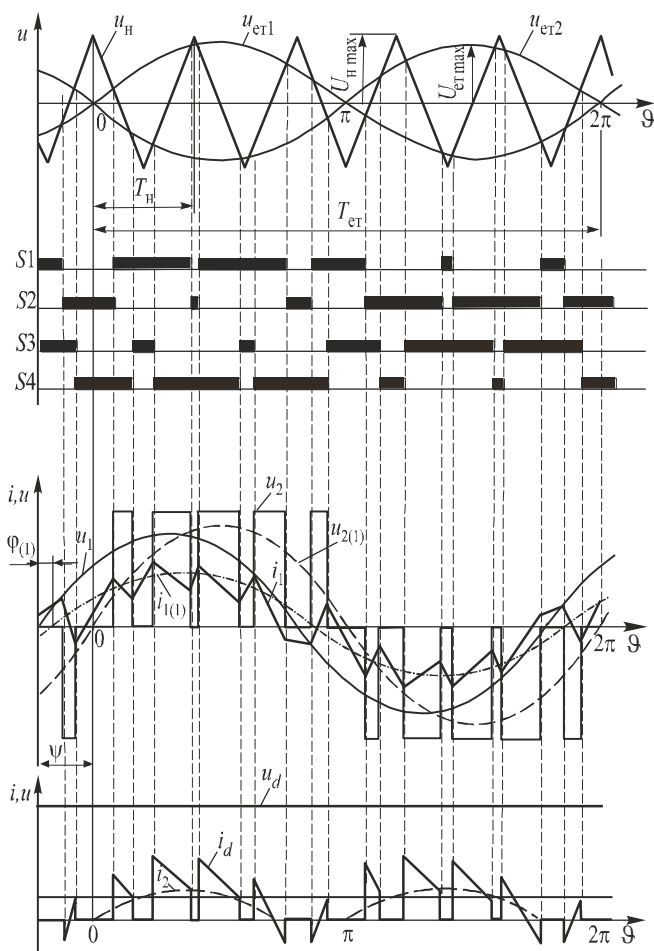


Рис. 1.67

$S1...S4$, відкриття та закриття яких повинно відбуватися таким чином, щоб напруга u_2 змінювалася у відповідності з діаграмою рис. 1.67, одержаної в результаті двосторонньої двополярної широтно-імпульсної модуляції (ДДШІМ) за синусоїдальним законом.

При ДДШІМ порівнюється модулюючий сигнал з високочастотним трикутним сигналом $F_H(x)$ і при $F_{ет} > F_H$ відкривають ключі $S1$ та $S3$, а при $F_{ет} < F_H$ — відкривають ключі $S2$ та $S4$. На рис. 1.68 наведені часові діаграми високочастотного сигналу $F_H(x)$ та модулюючих сигналів $F_{ет1}(y)$ і $F_{ет2}(y)$ для точок 1 і 2 схеми. Там же наведені діаграми потенціалів ϕ_1 і ϕ_2 , для яких можна записати

$$\phi_1(x, y) = \frac{U_d}{2} \text{sign}[F_{ет1}(y) - F_H(t)], \quad (1.245)$$

$$\phi_2(x, y) = \frac{U_d}{2} \text{sign}[F_{ет2}(y) - F_H(t)], \quad (1.246)$$

а також діаграма u_2 , одержана згідно (1.244).

Потенціали $\phi_1(x, y)$ та $\phi_2(x, y)$ являють собою сукупність імпульсів позитивної та негативної полярності з амплітудою $U_d/2$ і тривалістю, яка визначається моментами перетину графіків функції $F_{ет}(y)$ та $F_H(x)$. При цьому функції $\phi_1(x, y)$ та $\phi_2(x, y)$ можна розглядати як функції двох змінних: однієї $x = \omega_H t$ і другої $y = \omega_{ет} t$, де $\omega_H = 2\pi f_H$ і $\omega_{ет} = 2\pi f_{ет}$ — колові частоти трикутного та модулюючого сигналів відповідно.

Рівняння модулюючих функцій

$$F_{ет1} = A \sin y \text{ і } F_{ет2} = A \sin(y - \pi), \quad (1.247)$$

а рівняння трикутного сигналу

$$F_H(x) = \frac{2B}{\pi} \arcsin \left[\sin \left(x + \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (1.248)$$

Спільне розв'язання одного з рівнянь (1.247) і рівняння (1.248) дозволяє визначити моменти зміни полярності («реверса») потенціалів точок 1 та 2. Так, моменти «реверса» потенціалів точки 1 визначаються в результаті знаходження коренів рівняння

$$A \sin y = \frac{2B}{\pi y} \arcsin \left[\sin \left(x + \frac{\pi}{2} \right) \right],$$

які дорівнюють

$$x_1 = \frac{\pi}{2} (1 - \mu \sin y) + 2k\pi, \quad (1.249)$$

$$x_2 = \frac{\pi}{2} (3 + \mu \sin y) + 2k\pi, \quad (1.250)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$; $\mu = A/B$ — глибина модуляції.

Для потенціалу точки 2 відповідні тривалості визначаються підставленням $F_{\text{ст}2}(y) = -A \sin y$.

Модульований сигнал $\varphi_1(x, y)$ як функцію двох змінних можна зобразити у вигляді суми подвійного ряду Фур'є

$$\varphi_1(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_{1m,n} e^{j(mx+ny)}, \quad (1.251)$$

де $\varphi_{1m,n}$ — коефіцієнти ряду, які визначаються з виразу

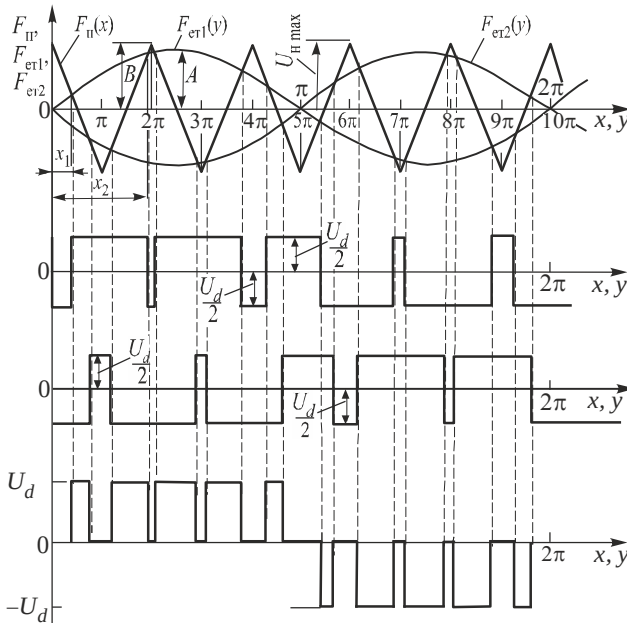


Рис. 1.68

$$\Phi_{1m,n} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \Phi_1(x, y) e^{-j(mx+ny)} dx dy. \quad (1.252)$$

Підінтегральна функція є кусково-безперервна, визначається з виразу (1.245) і на періоді $0 < x < 2\pi$ приймає значення

$$\Phi_1(x, y) = \begin{cases} -U_d/2 & \text{при } 0 < x < x_1; \\ U_d/2 & \text{при } x_1 < x < x_2; \\ -U_d/2 & \text{при } x_2 < x < 2\pi. \end{cases} \quad (1.253)$$

Виконавши інтегрування у (1.252) з урахуванням (1.249), (1.250) і (1.253), вираз (1.251) перепишемо у вигляді

$$\begin{aligned} \Phi_1(x, y) = \\ = \mu(U_d/2) \sin y + \frac{U_d}{2\pi} \sum_{\substack{m, n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_n\left(\mu m \frac{\pi}{2}\right)}{jm} (-j)^m \left[1 - (-1)^{m+n}\right] e^{j(mx+ny)}, \end{aligned} \quad (1.254)$$

де $J_n\left(\mu m \frac{\pi}{2}\right)$ — функція Бесселя першого роду порядку n від дійсного аргументу $\mu m(\pi/2)$.

Аналогічним чином можна визначити вираз для $\Phi_2(x, y)$. Проте виконання інтегрування можна уникнути, якщо врахувати, що $F_{\text{ет}2}(y) = F_{\text{ет}1}(y - \pi)$. Тоді, якщо підставити у (1.254) $y = y - \pi$, одержимо

$$\begin{aligned} \Phi_2(x, y) = \\ = \mu(U_d/2) \sin y + \frac{U_d}{2\pi} \sum_{\substack{m, n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_n\left(\mu m \frac{\pi}{2}\right)}{jm} (-j)^m \left[1 - (-1)^{m+n}\right] e^{j(mx+ny)}. \end{aligned} \quad (1.255)$$

За одержаними виразами для потенціалів точок 1 і 2 визначимо напругу на затискачах змінного струму випрямляча

$$u_{1,2}(t) =$$

$$= \mu U_d \sin \omega_{\text{ет}} t + \frac{U_d}{\pi} \sum_{\substack{m,n=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{2n+1}(\mu m \pi)}{jm} (-1)^m e^{j[2m\omega_{\text{н}} + (2n+1)\omega_{\text{ет}}]t}. \quad (1.256)$$

Таким чином, у спектрі напруги на затискачах змінного струму випрямляча при ДДШМ за синусоїдальним законом, поряд з основною гармонікою з частотою модулюючого сигналу $\omega_{\text{ет}}$ вміщуються додаткові гармоніки з частотами, які визначаються сумою та різницею частот, кратних частотам модулюючого та несучого сигналів. При довільному співвідношенні частот $p = \omega_{\text{н}}/\omega_{\text{ет}}$ у спектрі напруги можуть з'явитися парні гармоніки та постійна складова, амплітуди яких будуть визначатися значеннями функції $J_{2n+1}(\mu m \pi)$ при фіксованих індексах n та m .

Особливий інтерес викликає визначення спектрального складу напруги при цілочисловому співвідношенні частот p . У цьому випадку частоти комбінаційних гармонік визначаються виразами

$$\omega_{m,n} = (2mp + 2n + 1)\omega_{\text{ет}} \quad (1.257)$$

і є непарно-кратними частоті модулюючої напруги. Зробивши в (1.257) заміну

$$(2mp + 2n + 1) = 2v + 1, \quad (1.258)$$

де $v = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ після підставлення (1.258) і (1.256) та об'єднання доданків з однаковими індексами, одержуємо вираз для напруги

$$u_{1,2}(t) = \mu U_d \sin \omega_{\text{ет}} t + \sum_{v=-\infty}^{\infty} \left[\frac{U_d}{\pi} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{2v+1-2mp}(\mu m \pi)}{jm} (-1)^m \right] e^{j(2v+1)\omega_{\text{ет}} t}. \quad (1.259)$$

Ураховуючи, що доданки у квадратних дужках для значень індексів v і $(-v-1)$ є попарно комплексно-спряженими числами, та переходячи від нескінченних границь підсумування за v до напівнескінченного, (1.259) перепишемо у вигляді

$$u_{1,2}(t) = \mu U_d \sin \omega_{\text{ет}} t + \sum_{v=0}^{\infty} U_{1,2}^v \sin(2v+1)\omega_{\text{ет}} t, \quad (1.260)$$

де $U_{1,2}^v$ — амплітуда гармоніки напруги, яка відповідає фіксованому значенню індексу v , визначається підсумуванням членів ряду

$$U_{1,2}^v = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{(2v+1-2mp)}(\mu m \pi)}{jm} (-1)^m \quad (1.261)$$

Аналіз виразу (1.261) показує, що найбільші значення в спектрі напруги мають гармоніки, для яких $v \approx mp$. Крім того, якщо врахувати властивості бесселевої функції, яка міститься у тому, що при великих значеннях індексу вона починає суттєво відрізнятися від нуля лише при значеннях аргументу, близьких до значення індексу, то при обчисленні суми (1.261) можна обмежитися одним, двома членами ряду. При значеннях $\mu < 0,5$ спектр напруги є вузькосмуговим, в якому поряд з основною гармонікою $v=0$ найбільш яскраво виявленими є гармоніки з частотами $9\omega_{\text{ет}}$, $11\omega_{\text{ет}}$, $19\omega_{\text{ет}}$, і $21\omega_{\text{ет}}$, що відповідають індексам $v=4;5;9$ і 10 , амплітуди яких досягають значення основної гармоніки. При значеннях $\mu > 0,5$ число гармонічних складових у спектрі напруги значно збільшується і, хоча абсолютні значення амплітуд цих гармонік зростають, їх відносна величина знижується. Найбільш суттєвими практично в усьому діапазоні зміни глибини модуляції є гармоніки з частотами $9\omega_{\text{ет}}$ та $11\omega_{\text{ет}}$, які виявляють основний вплив і на спектр вхідного струму випрямляча.

Якщо прийняти напругу живильної мережі $u_1 = U_{1\text{max}} \sin \omega_{\text{ет}} t$, а також, вважаючи, що модулюючий сигнал має частоту $\omega_{\text{ет}} = \omega_m$ та зміщений відносно початку відліку на кут ψ , тобто

$$u_2 = \mu U_d \sin(\omega_m t - \psi) + \sum_{v=0}^{\infty} U_{2\text{max}}^v \sin(2v+1)(\omega_m t - \psi),$$

вхідний струм випрямляча визначаємо у вигляді

$$i_1 = I_{1\max} \sin(\omega_m t - \varphi) + \sum_{v=0}^{\infty} I_{1\max}^2 \sin(2n+1) \left(\omega_m t - \psi - \frac{\pi}{2} \right), \quad (1.262)$$

де $I_{1\max} = \frac{1}{\omega_m L} \sqrt{U_{1\max}^v + (\mu U_d)^2 - 2U_{1\max} \mu U_d \cos \psi}$ — амплітуда основної гармоніки вхідного струму;

$$\varphi_{(1)} = \operatorname{arctg} \left(\frac{U_{1\max}}{\mu U_d \sin \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \right) \text{ — фазовий зсув основної гармоніки}$$

вхідного струму;

$$I_{1\max}^v = \frac{U_{2\max}^v}{(2v+1)\omega_m L} \text{ — амплітуди вищих гармонік вхідного стру-}$$

му.

Нульовий зсув $\varphi_{(1)} = 0$ між напругою живильної мережі і струмом досягається за умови

$$\frac{U_{1\max}}{\mu U_d \sin \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} = 0,$$

з якої можна визначити

$$U_{1\max} = \mu U_d \sin \psi. \quad (1.263)$$

Амплітуда основної гармоніки струму при цьому визначається з виразу

$$I_{1\max} = \frac{U_{1\max}}{\omega_m L} \operatorname{tg} \psi. \quad (1.264)$$

При $\varphi_{(1)} = 0$ для ділянки кола, що вміщує джерело напруги u_1 , реактор L та затискачі змінного струму випрямляча, можна побудувати векторну діаграму (рис. 1.69), на якій спад напруги на реакторі L $U_L = j\omega_m L I_{1\max}$.

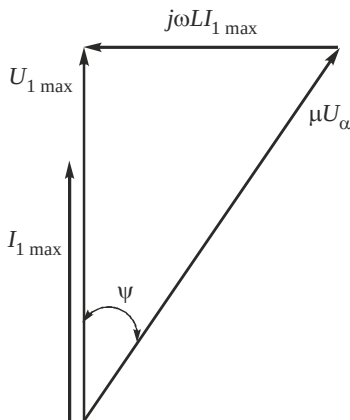


Рис. 1.69

Уважаючи, що у випрямлячі, який вміщує ключі $S1...S4$ відсутні накопичувачі енергії, з рівності миттєвих потужностей на вході та виході випрямляча $u_{\text{вх}}i_L = u_{\text{вх}}i_1 = U_d i_d$ без урахування вищих гармонік струму i_1 та напруги $u_{\text{вх}}$ визначимо струм на виході випрямляча

$$i_d = I_d - I_{2\text{max}} \cos(2\omega_m t - \psi),$$

де $I_d = \frac{\mu U_{1\text{max}} \sin \psi}{2\omega_m L} = \frac{\mu \cos \psi}{2} I_{1\text{max}}$ — постійна складова вихідного струму;

$$I_{2\text{max}} = \frac{\mu U_{1\text{max}} \text{tg} \psi}{\omega_m L} \text{ — амплітуда основної гармоніки вихідного}$$

струму, яка обумовлена процесом випрямлення змінного струму.

Постійна складова вихідного струму I_d є струмом, що споживається навантаженням з потужністю

$$P_d = U_d I_d = \frac{U_{1\text{max}} I_{1\text{max}}}{2},$$

а основна гармоніка i_2 при наявності резонансного фільтра $L_2 C_2$, налаштованого на частоту $2\omega_m$, замикається через нього. При відсутності резонансного фільтра гармоніка струму i_2 сумісно з вищими гармоніками струму i_d , обумовленими ШІМ у випрямлячі, течуть через конденсатор $C1$, викликаючи пульсації напруги на ньому, які можна визначити за наступними виразами

$$\Delta U_C(I_{2\text{max}}) = \frac{I_{2\text{max}}}{2\omega_m C_1} = \frac{\mu^2 \sin \psi}{4\omega_m^2 L C_1} U_d, \quad (1.265)$$

$$\Delta U_C(i_{d\sim}) \approx \frac{\pi^2}{32 p^2 \omega_m^2 L C_1} U_d, \quad (1.266)$$

де $\Delta U_C(I_{2\text{max}}), \Delta U_C(i_{d\sim})$ — амплітудні значення пульсацій напруги, що викликані основною гармонікою i_2 та вищими гармоніками $i_{d\sim}$ вихідного струму.

Коефіцієнт потужності може досягти значень, близьких до одиниці, завдяки можливості забезпечити зсув $\varphi_{(1)} = 0$, а отже, $\cos \varphi_{(1)} = 1$.

При цьому коефіцієнт потужності у випадку синусоїдальної напруги живильної мережі

$$\lambda = \frac{I_{1(1)}}{I_1} \cos \varphi_{(1)} = \frac{I_{1(1)}}{I_1}.$$

Амплітуда еквівалентної вищої гармоніки вхідного струму

$$\Delta i_{1\sim\max} = \frac{\pi U_d}{8 p \omega_m L},$$

а коефіцієнт потужності

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{4\sqrt{6} p \mu \sin \psi} \right)^2}}. \quad (1.267)$$

Якщо врахувати, що за підтримки кута $\varphi_{(1)} = 0$ потужність, що споживається навантаженням,

$$P = P_{\text{ном}} \frac{\operatorname{tg} \psi}{\operatorname{tg} \psi_{\text{ном}}},$$

де $P_{\text{ном}}, \psi_{\text{ном}}$ — потужність та кут, які відповідають номінальному режиму, то вираз (1.267) можна перетворити до вигляду

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi P_{\text{ном}}}{4\sqrt{6} p \mu_{\text{ном}} \sin \psi_{\text{ном}} P} \right)^2}}, \quad (1.268)$$

де $\mu_{\text{ном}}$ — глибина модуляції при номінальному режимі.

На рис. 1.70 наведено графік залежності $\lambda(P/P_{\text{ном}})$ при $p=5$, $\mu_{\text{ном}}=1$, $\psi_{\text{ном}}=45^\circ$. З нього випливає, що при $P/P_{\text{ном}} > 0,5$ коефіцієнт потужності $\lambda > 0,985$, а при $P/P_{\text{ном}} = 1$ практично дорівнює одиниці ($\lambda > 0,996$). При малих навантаженнях ($P/P_{\text{ном}} < 0,2$) коефіцієнт потужності випрямляча швидко спадає, що можна пояснити зниженням основної гармоніки вхідного струму при практично незмінному складі його вищих гармонік. Так при зміні потужності P від $P_{\text{ном}}$ до 0 глибина модуляції μ змінюється від $\mu_{\text{ном}}=1$ до $\mu_{\min}=0,7$, чому відповідає

достатньо широкий спектр напруги з відносно малими змінами амплітуд відповідних гармонік.

Збільшення індуктивності реактора L більше значень

$$L_{\max} = \frac{U_{1\max}^2}{2\omega_m P_{\max}},$$

де $P_{\max}$ — максимальна потужність навантаження, слід визнати недоцільним, тому що при цьому суттєво повинна збільшитися напруга на виході випрямляча U_d .

Збільшення кратності p також слід признати небажаним, тому що це потребує збільшення частоти комутації ключів та збільшення потужності втрат.

Розглянутий випрямляч може працювати не тільки з нульовим, але й з випереджуючим за фазою зсувом.

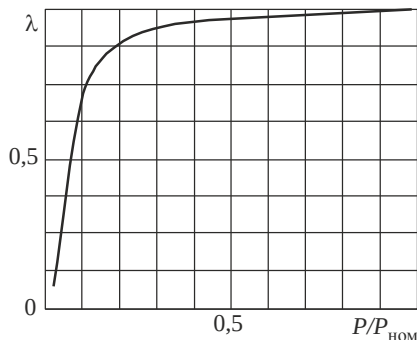


Рис. 1.70

На рис. 1.71 наведені трифазні мостові випрямлячі: a — з одним ключем, b — з шістьма ключами. Одноключова схема аналогічна схемі рис. 1.64,б. У схемі рис.1.71,а неможливо застосувати керування зі змінним часом закриття ключа, оскільки всі три фази випрямляча закорочуються відповідними діодами та індуктивностями і в усіх трьох фазах струми змінюються одночасно від нуля до максимального значення, що визначається миттєвими значеннями напруги у відповідних фазах. Тому керування здійснюється при постійному часі відкритого стану ключа. При застосуванні керування за критерієм рівних площ вираз (1.239) зображує собою константу. Частота перемикання ключа є функцією

амплітуди вхідної напруги випрямляча U_{1m} , вихідної напруги U_d та величини індуктивності L . Час відкритого стану ключа визначається, як і для однофазного випрямляча, виразом (1.241).

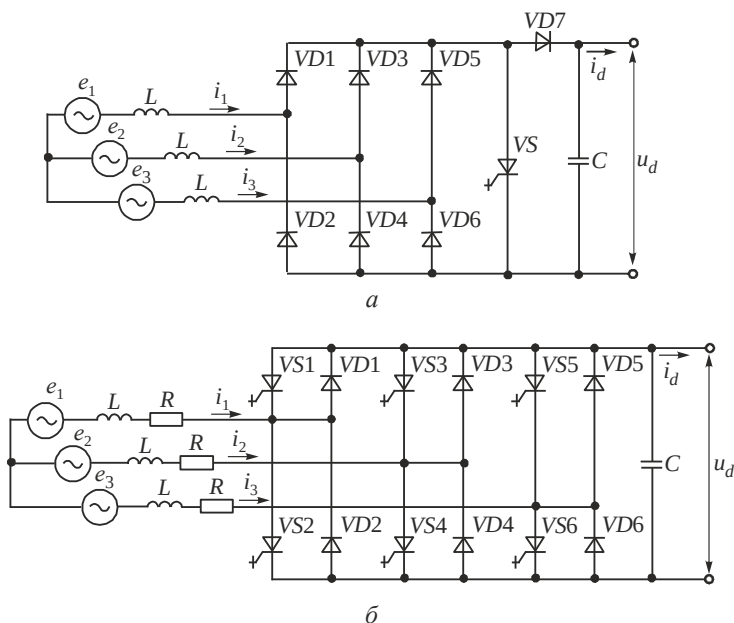


Рис. 1.71

1.9. ВИПРЯМЛЯЧІ, ЩО ЖИВЛЯТЬСЯ ВІД ДЖЕРЕЛ З ПРЯМОКУТНОЮ НАПРУГОЮ

Змінна напруга прямокутної форми одержується на виході транзисторних перетворювачів. Нерегульовані двотактні перетворювачі формують змінну напругу прямокутної форми без паузи на нулі між імпульсами (на рис. 1.72, *б* зображена пунктиром). У цьому випадку амплітудне, діюче і середнє (випрямлене) значення напруги рівні між собою. У регульованих перетворювачах з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) вихідна змінна напруга прямокутної форми має регульовану паузу на нулі (на рис. 1.72, *б* зображена суцільною лінією). Регулювання (стабілізація) вихідної напруги у таких перетворювачах здійснюється

регулюванням тривалості прямокутних імпульсів або зміною тривалості паузи (кута φ) при постійній тривалості півперіоду.

У перетворювачах постійної напруги одного рівня в напругу іншого рівня випрямлення змінної напруги здійснюється або однопівперіодною, або двопівперіодною з середньою точкою, або мостовою схемами. Основні співвідношення одержимо при наступних припущеннях:

1) змінна напруга має прямокутну форму з регульованою паузою на нулі; тривалістю фронтів у порівнянні з тривалістю півперіоду можна знехтувати; 2) елементи схеми ідеальні; 3) індуктивність згладжувального дроселя $L \rightarrow \infty$.

Схеми однопівперіодних випрямлячів при роботі на активне та активно-індуктивне навантаження наведені на рис. 1.72, *а, б*. Для підтримання струму в навантаженні в інтервалі пауз змінної напруги при індуктивній реакції фільтра у випрямляч вмикають зворотний діод *VD2*. Часові діаграми наведені на рис. 1.72, *в - е*. При активному навантаженні форма струму повторює форму напруги, а його амплітудне значення визначається загальним опором кола (рис. 1.72, *з*). Зворотна напруга на

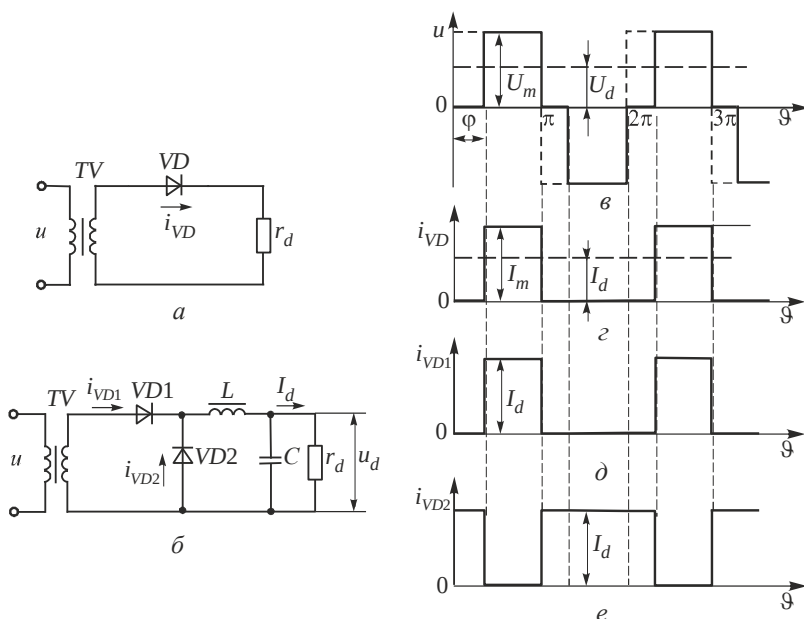


Рис. 1.72
190

діоді дорівнює амплітудному значенню вихідної напруги.

При активно-індуктивному навантаженні форми струму та зворотної напруги на діоді $VD1$ такі ж, як і при активному навантаженні. У проміжок часу, коли діод $VD1$ не проводить струм, коло навантаження замикається через діод $VD2$.

Середнє значення струму навантаження при активному його характері

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m d\vartheta = \frac{\pi - \varphi}{2\pi} I_m.$$

На протязі непровідного півперіоду до діода VD прикладена зворотна напруга

$$U_{зв\max} = U_m = \frac{2\pi}{\pi - \varphi} U_d.$$

Діюче значення струму через діод VD з урахуванням того, що струм через нього протікає на протязі часу $\pi - \varphi$,

$$I_{ад} = I_m \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}.$$

При роботі випрямляча на активно-індуктивне навантаження струм через діод $VD1$ (рис. 1.72,д) повторює форму напруги і його амплітудне значення дорівнює струму навантаження $I_{a1m} = I_d$, тому середнє значення струму через діод $VD1$

$$I_{a1} = I_d \frac{\pi - \varphi}{2\pi}.$$

На протязі пауз через зворотний діод $VD2$ буде протікати струм, амплітудне значення якого дорівнює струму навантаження (рис. 1.72,е), тому середнє значення струму через діод $VD2$

$$I_{a2} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\varphi} I_d dt + \int_{\pi}^{2\pi} I_d dt \right] = I_d \frac{\pi + \varphi}{2\pi}.$$

Діюче значення струму через діод $VD2$

$$I_{a2д} = I_d \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{2\pi}}.$$

Випрямлена напруга представляє собою пульсуючу криву. Кількісно величину пульсацій оцінюють коефіцієнтом пульсацій

$$K_{п(q)} = \frac{U_{m(q)}}{U_d} = \frac{4Q \sin qm_{п} (90 - \varphi/2)}{\pi q m_{п}}, \quad (1.269)$$

де q — номер гармоніки; негативні значення $K_{п(q)}$ означають, що початкові фази цих гармонік зсунуті на 180° відносно гармонік з позитивним значенням $K_{п(q)}$; для розрахунку фільтра використовують абсолютні значення $K_{п(q)}$; $q = \pi/(\pi - \varphi) = 180/(180 - \varphi^\circ)$ — щільність імпульсів.

Коефіцієнт трансформації визначають, як відношення середніх значень напруг $K_T = U_{d0}/U_{\text{мсп}}$.

При роботі випрямляча з середньою точкою (рис. 1.73,а) на активне навантаження форма струму через кожний діод повторює форму напруги джерела на протязі провідного півперіоду (рис. 1.73,б).

При роботі випрямляча з індуктивною реакцією навантаження діоди виконують функції зворотних діодів. Струм навантаження I_d замикається по колу, що складається з двох паралельних віток, кожна з яких вміщує діод і півобмотку трансформатора. З урахуванням припущення

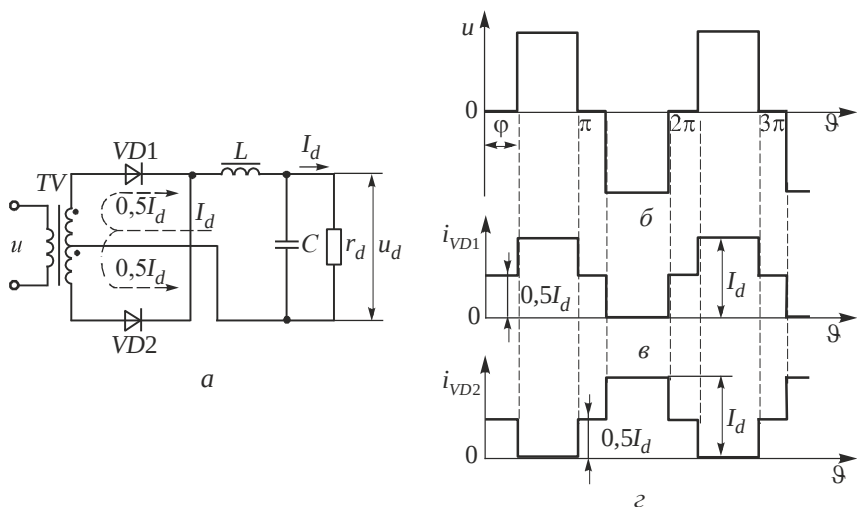


Рис. 1.73
192

симетричності випрямляча струм через кожний діод в інтервали пауз змінної напруги дорівнює $0,5I_d$. Таким чином, амплітуда струму через діод $VD1$ (рис. 1.74,в) дорівнює: на інтервалі $0 \dots \varphi$ $0,5I_d$, на інтервалі $\varphi \dots \pi$ I_d і на інтервалі $\pi \dots (\pi + \varphi)$ $0,5I_d$.

На інтервалі $(\pi + \varphi) \dots 2\pi$ до діода $VD1$ прикладена зворотна напруга. Струм діода $VD2$ має аналогічну форму (рис.1.74,з), але зсунутий за фазою на півперіод.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора залежить від характеру навантаження. Струм у вторинній обмотці трансформатора протікає в ті ж інтервали та має ті ж значення, що і струм через діоди.

При роботі однофазного мостового випрямляча на навантаження з індуктивною реакцією (рис. 1.74,а) в інтервали пауз напруги живлення через діоди протікає струм навантаження, який розгалужується по двох паралельних вітках, що складаються з двох послідовно ввімкнених діодів. Таким чином в інтервалі пауз через кожний діод випрямляча протікає струм, що дорівнює $0,5I_d$, а на інтервалі провідної півхвилі — I_d ; на інтервалі непровідної півхвилі струм через діод дорівнює нулю. Часові діаграми напруги і струмів через діоди мостового випрямляча зображенні на рис. 1.74,б, в, з.

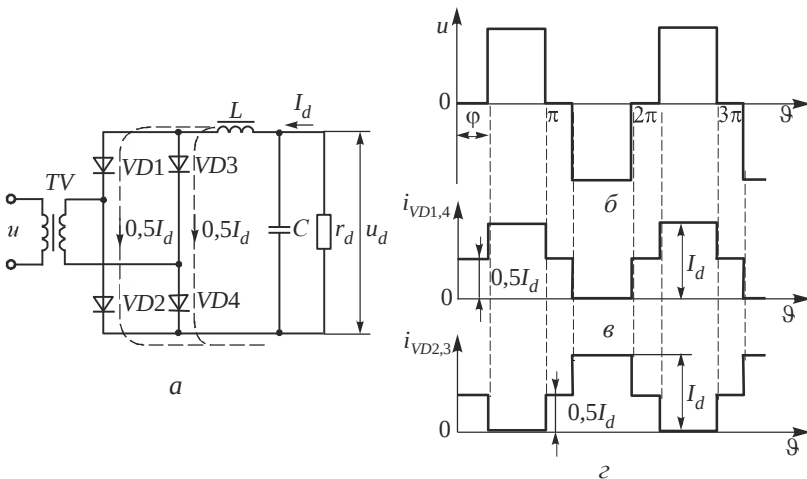


Рис. 1.74
193

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора не залежить від характеру навантаження, тому що струм навантаження в інтервали пауз по обмотці трансформатора не протікає.

Основні розрахункові співвідношення наведені у табл. 1.5.

Таблиця 1.5

Розрахункові співвідношення для випрямлячів

Схема випрямляча	Реакція навантаження	Трансформатор				Вентилі			K_r
		$\frac{U_m}{U_d}$	$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{K_t I_d}$	$\frac{U_{зв\max}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_{ад}}{I_d}$	
Однофазна одно пів-періодна	активне	$2Q$	$2\sqrt{Q}$	$\sqrt{2Q}$	$\sqrt{2Q-1}$	$2Q$	1	$2\sqrt{Q}$	5,9
Однофазна з середньою точкою $m_n=2$	активне	Q	$\sqrt{Q}$	$\frac{\sqrt{Q}}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{Q}$	$2Q$	0,5	$\frac{\sqrt{Q}}{\sqrt{2}}$	6,6
	індуктивне			$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{Q+1}{Q}}$	$\frac{1}{\sqrt{Q}}$			$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{Q+1}{Q}}$	
Однофазна мостова $m_n=2$	активне	Q	$\sqrt{Q}$	$\sqrt{Q}$	$\sqrt{Q}$	Q	0,5	$\frac{\sqrt{Q}}{\sqrt{2}}$	4,9
	індуктивне			$\frac{1}{\sqrt{Q}}$	$\frac{1}{\sqrt{Q}}$			$\frac{\sqrt{Q+1}}{\sqrt{Q}}$	

Для випрямлячів у перетворювачах напруги постійного струму, що мають на вторинній обмотці трансформатора напругу прямокутної форми без паузи на нулі, основні розрахункові співвідношення можна одержати, прийнявши у формулах табл. 1.5 $\varphi = 0$.

У згладжувальних фільтрах перетворювачів постійної напруги застосовують ємнісні та LC - фільтри.

Ємнісні згладжувальні фільтри (рис. 1.75,а) використовують тільки у нестабілізованих перетворювачах, в яких напруга змінного струму має прямокутну форму без паузи. Форма напруги на виході являє собою послідовність імпульсів з інтервалами, що дорівнюють тривалості фронтів ωt_ϕ (рис. 1.75,б).

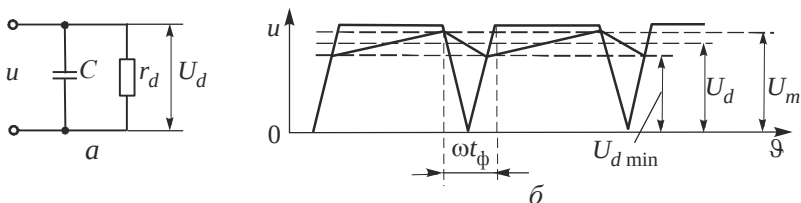


Рис. 1.75

При зменшенні випрямленої напруги нижче напруги на конденсаторі джерелом живлення навантаження є конденсатор фільтра. Напруга на конденсаторі за час розряду змінюється за законом

$$u_C = U_m e^{-\frac{t}{r_d C}}.$$

За час, що дорівнює тривалості фронту, напруга на конденсаторі змінюється до величини

$$U_{\min} = U_m e^{-\frac{t_\phi}{r_d C}}.$$

При цьому подвійна амплітуда змінної складової

$$2U_{(1)m} = U_m - U_{\min} = U_m \left(1 - e^{-\frac{t_\phi}{r_d C}} \right).$$

Так як $t_\phi \ll r_d C$, попередній вираз можна представити у вигляді

$$2U_{(1)m} \approx U_m \left[1 - \left(1 - \frac{t_\phi}{r_d C} \right) \right] = U_m \frac{t_\phi}{r_d C}.$$

З останнього виразу визначаємо ємність фільтра, що забезпечує необхідний коефіцієнт пульсацій,

$$C = \frac{t_\phi}{2K_{п(1)} r_d} = \frac{t_\phi I_d}{2K_{п(1)} U_d},$$

де $K_{п(1)} = U_{(1)m} / U_d$ — коефіцієнт пульсацій.

Як видно з співвідношення, ємнісний фільтр доцільно застосовувати при великих вихідних напругах.

У перетворювачах з регулюванням вихідної напруги методом ШІМ використання згладжувальних ємнісних фільтрів принципово неможливо. Це пояснюється тим, що при невеликій ємності вихідна напруга має значну змінну складову. Зі збільшенням ємності фільтра вихідна напруга стає близькою до амплітудного значення випрямленої напруги, при цьому регулювати вихідну напругу за допомогою ШІМ неможливо. Тому у перетворювачах з регулюванням вихідної напруги методом ШІМ застосовують LC - фільтри. Залежно від величин індуктивності та

ємності, LC - фільтр може працювати в режимі безперервного або переривчастого струму через індуктивність

Приклади

Приклад 1.1 Розрахувати випрямляч, що працює на навантаження з ємнісною реакцією. Вихідні дані для розрахунку: напруга на навантаженні випрямляча $U_d = 12\text{ В}$; струм навантаження $I_d = 0,4\text{ А}$; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{п(1)} = 0,1$; напруга живлення мережі однофазна $U_m = U_1 = 220\text{ В}$; нестабільність вхідної напруги $\pm 10\%$ ($a = 0,1$); частота мережі $f_m = 50\text{ Гц}$.

Р о з в' я з а н н я . 1. Коефіцієнт пульсацій порівняно низький, тому можна в якості фільтра використати тільки один конденсатор. Згідно з § 1.2 вибираємо однофазну схему з середньою точкою і конденсатором, ввімкненим паралельно навантаженню, тому що випрямлена напруга низька, а на діодах мостової схеми буде відносно великий спад напруги, який знижує ККД випрямляча. Для вибраної схеми $m_2 = m_1 = 2$.

2. Потужність на навантаженні

$$P_d = U_d I_d = 12 \cdot 0,4 = 4,8 \text{ Вт.}$$

3. Опір навантаження

$$r_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{12}{0,4} = 30 \text{ Ом.}$$

4. Максимальна випрямлена напруга

$$U_{d \max} = U_d (1 + a) = 12(1 + 0,1) = 13,2 \text{ В. } f_m = 400 \text{ Гц.}$$

5. Задаємось коефіцієнтами $B(\theta)$ і $K_\phi(\theta)$: $B(\theta) \approx 0,1$; $K_\phi = 2,2$.

6. Використовуючи табл.1.1 і вибрані коефіцієнти $B(\theta)$ та $K_\phi(\theta)$, визначимо орієнтовно середнє значення струму діода та максимальну зворотну напругу на діоді

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{0,4}{2} = 0,2 \text{ А,}$$

$$U_{зв \max} = 2,63B(\theta)U_{d \max} = 2,63 \cdot 1 \cdot 13,2 = 34,7 \text{ В.}$$

7. Діод повинен мати допустимі значення $U_{зв \max}$ та I_a більше визначених. Із довідника з напівпровідникових діодів вибираємо діод КД109А, у якого $U_{зв \max} = 100\text{ В}$, допустимий випрямлений струм $I_{\text{прср}} = 0,3\text{ А}$ і спад напруги у

прямому напрямку $U_{\text{пр}} = 1 \text{ В}$. Параметри вибраного діода із запасом задовольняють вимогам.

8. Диференціальний опір діода

$$r_d = 1,2 U_{\text{пр}} / I_{\text{прср}} = 1,2 \cdot 1 / 0,3 = 4 \text{ Ом}.$$

Коефіцієнт 1,2 враховує, що значення $U_{\text{пр}}$ виміряне на змінному струмі і менше спаду напруги на діоді при постійному струмі.

9. Орієнтовний опір трансформатора r_a , що знаходиться в анодному колі діода, та індуктивність розсіювання трансформатора L_a

$$r_a = K_r \frac{r_d}{f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_m B_m}{P_d}},$$

$$L_a = K_L \frac{r_d \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_d}{f_m B_m}},$$

$$r = r_d + r_a = r_d + K_r \frac{r_d}{f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_m B_m}{P_d}},$$

де r_d — диференціальний опір діода; r_d — опір навантаження; p — кількість секцій обмоток, які чергуються (якщо обмотки не секціоновані, то $p = 2$); s — кількість стрижнів, на яких розташовані обмотки (для броньового і однокоушкового стрижневого трансформатора $s = 1$, для двокотушкового стрижневого — $s = 2$, для трифазного — $s = 3$); K_r та K_L — коефіцієнти, що визначаються з табл. 1.6; B_m — максимальне значення індукції в магнітопроводі: для $f_m = 50 \text{ Гц}$ $B_m \approx 1,1 \div 1,25 \text{ Тл}$ для гарячекатаних сталей і $B_m \approx 1,6 \div 1,7 \text{ Тл}$ для холоднокатаних сталей; для $f_m = 400 \text{ Гц}$ для холоднокатаних сталей $B_m \approx 0,5 \div 1,65 \text{ Тл}$.

Вибираємо броньовий трансформатор. У нього обмотки розташовані на одному центральному стрижні, тому коефіцієнт $s = 1$. Задаємося максимальною індукцією у стрижні трансформатора $B_m = 1,2 \text{ Тл}$, з табл. 1.6 беремо коефіцієнт $K_r = 4,7$; $K_L = 4,3$. Розраховуємо:

$$r = 4 + 4,7 \frac{30}{50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{4,8}} = 8,42 \text{ Ом};$$

Таблиця 1.6
Значення коефіцієнтів K_r і K_L при
роботі на навантаження з смісною реакцією

Схема випрямляча		K
Однофазна однопівперіодна	,3	,4
Однофазна двопівперіодна з середньою точкою	,7	,4
Однофазна мостова	,5	,5
Схема подвоєння на- пруги	,9	,1 ,25
Трифазна з середньою точкою	,9	,4 ,1
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора $\wedge/\wedge$ і $\Delta/\wedge$)	,5	,1 ,9
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора $\wedge/\Delta$ і Δ/Δ)	3,5	,5 ,7

Примітка: 1. Для двокотушкового стрижневого трансформатора K_L слід зменшити вдвічі (в схемах мостовій та подвоєння напруги).

$$L_a = 4,3 \frac{30 \cdot 10^{-3}}{(2-1)^2 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 4,8}{50 \cdot 1,2}} = 1,14 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Опір індуктивності розсіювання

$$x_a = 2\pi f_m L_a = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 1,14 \cdot 10^{-3} = 0,358 \text{ Ом.}$$

10. Визначаємо розрахункові параметри

$$\psi = \arctg \frac{x_a}{r} = \arctg \frac{0,358}{8,42} \approx 2,43^\circ ;$$

$$A(\theta) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_d} = \frac{3,14}{2} \cdot \frac{8,42}{30} = 0,44.$$

11. За визначеними величинами ψ та $A(\theta)$ з графіків рис. 1.25 знаходимо коефіцієнти для розрахунку параметрів трансформатора та діода: $B(\theta) = 1,3$; $K_\phi(\theta) = 2,0$; $H(\theta) = 700$.

12. Визначаємо параметри трансформатора і діода.

Діюче значення напруги вторинної обмотки

$$U_2 = B(\theta)U_d = 1,3 \cdot 12 = 15,6 \text{ В}.$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = K_\phi(\theta)I_d / 2 = 2 \cdot 0,4 / 2 = 0,4 \text{ А}.$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = 0,707 K_\phi(\theta) I_d U_2 / U_1 = 0,707 \cdot 2 \cdot 0,4 \cdot 15,6 / 220 = 0,04 \text{ А}.$$

Розрахункові потужності вторинних і первинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 2 \cdot 15,6 \cdot 0,4 = 12,48 \text{ ВА};$$

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1 \cdot 220 \cdot 0,04 = 8,8 \text{ ВА}.$$

Типова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{8,8 + 12,48}{2} = 10,64 \text{ ВА}.$$

Згідно одержаних даних розраховуємо трансформатор.

Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{зв \max} = 2,63 B(\theta) U_{d \max} = 2,63 \cdot 1,3 \cdot 13,2 = 45,2 \text{ В}.$$

Середнє значення струму діода

$$I_a = 0,5 I_d = 0,5 \cdot 0,4 = 0,2 \text{ А}.$$

Попередньо вибраний діод КД109А придатний для роботи у проектованому випрямлячі, тому що його параметри вище за розраховані.

13. Визначаємо ємність конденсатора, виходячи з коефіцієнта пульсацій на виході випрямляча $K_{п(1)} = 0,1$,

$$C = \frac{H(\theta)}{K_{п(1)} r} = \frac{700}{0,1 \cdot 8,42} = 831,4 \text{ мкФ}.$$

При виборі робочої напруги конденсатора обов'язково треба враховувати значення випрямленої напруги на холостому ході.

У режимі холостого ходу випрямляча конденсатор зарядиться до амплітудного значення напруги на вторинній обмотці, а вона з урахуванням можливо-го підвищення напруги живильної мережі на 10%

$$U_{d \text{ хх м}} = \sqrt{2}U_2 (1 + a) = 1,41 \cdot 15,6(1 + 0,1) = 24,6 \text{ В}.$$

Вибираємо конденсатор на напругу $U_{\text{роб}} = 25 \text{ В}$. Із довідника вибираємо конденсатор типу К50-29 на напругу $U_{\text{роб}} = 25 \text{ В}$ з ємністю 1000 мкФ. Допус-тима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги для конденсатора К50-29 складає 2,25 В на частоті пульсацій $f_{(1)} = 100 \text{ Гц}$, а коефіцієнт пульсацій $K_{\text{п}} = 2,25 / 25 = 0,09$.

При ємності конденсатора випрямляча 1000 мкФ коефіцієнт пульсацій

$$K_{\text{п}(1)} = \frac{H}{Cr} = \frac{700}{1000 \cdot 8,42} = 0,083,$$

що менше допустимого для вибраного конденсатора.

Приклад 1.2. Розрахувати випрямляч, що працює на навантаження з ін-дуктивною реакцією. Вихідні дані: напруга на навантаженні $U_d = 200 \text{ В}$; струм навантаження $I_d = 2 \text{ А}$; коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_{\text{п}(1)} = 0,02$; напруга однофазної мережі живлення $U_{\text{м}} = 115 \text{ В}$; частота мере-жі живлення $f_{\text{м}} = 400 \text{ Гц}$; температура навколишнього середовища $t_{\text{нав}} = 40^\circ \text{С}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Згідно з § 1.2 вибираємо однофазну мостову схему, для якої $2m_2 = m_{\text{п}} = 2$.

2. Потужність на виході випрямляча

$$P_d = U_d I_d = 200 \cdot 2 = 400 \text{ Вт}.$$

3. Опір навантаження

$$r_d = U_d / I_d = 200 / 2 = 100 \text{ Ом}.$$

4. У зв'язку з тим, що струм навантаження 2 А, вибираємо Г- подібний LC- фільтр. Характер навантаження схеми випрямлення — індуктивний. У мо-стовій схемі на виході випрямляча коефіцієнт пульсацій $K_{\text{п вх}} = 0,67$.

5. Коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{\text{зг}} = K_{\text{п вх}} / K_{\text{п}(1)} = 0,67 / 0,02 = 33,5.$$

6. Знаходимо добуток LC

$$LC = \frac{K_{зг}}{m_{\pi}^2 \omega_m^2} = \frac{33,5}{2^2 \cdot 2^2 \cdot \pi^2 \cdot 400^2} = 1,33 \text{ Гн} \cdot \text{мкФ}.$$

7. Мінімальна індуктивність дроселя фільтра, при якій характер навантаження ще буде індуктивним,

$$L_{кр} \geq \frac{2r_{d \max}}{m_{\pi}(m_{\pi}^2 - 1)2\pi f_m} = \frac{2 \cdot 100}{2(2^2 - 1) \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400} = 0,013 \text{ Гн}.$$

8. Вибираємо стандартний уніфікований двохобмотковий дросель Д247 з послідовним з'єднанням обмоток з індуктивністю $L_{др} = 0,018 \text{ Гн}$ з активним опором $r_{др} = 0,928 \text{ Ом}$. Дросель розрахований на струм $I_d = 2,2 \text{ А}$.

9. Ємність конденсатора

$$C = LC/L_{др} = 1,33/0,018 = 73,9 \text{ мкФ}.$$

Із довідника вибираємо конденсатор К50-7-100, 350 В. Робоча напруга конденсатора повинна бути більша за випрямлену напругу, тому що на холостому ході цей конденсатор заряджається до напруги, що дорівнює амплітуді U_{2m} . Уважаючи попередньо $U_{2m} = 1,1U_d$, знаходимо

$$U_{C \text{ роб}} \approx 1,4U_2 = 1,4 \cdot 1,11 \cdot 200 = 310,8 \text{ В}.$$

Вибраний конденсатор має робочу напругу 350 В, яка більша за виникаючу в схемі випрямлення.

10. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра з дроселем Д247 і конденсатором К50-7-100, 350В

$$K_{зг} = m_{\pi}^2 \omega_m^2 LC = (2^2 \cdot 2^2 \cdot 3,14^2 \cdot 400^2) \cdot 0,018 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 45,4.$$

11. Визначаємо коефіцієнт пульсацій на виході фільтра

$$K_{\pi(1)} = K_{\pi \text{ вх}}/K_{зг} = 0,67/45,4 \approx 0,015, \text{ що краще заданого.}$$

Допустима для вибраного конденсатора амплітуда змінної складової пульсуючої напруги при $-25 \div 50^\circ \text{C}$ і частоті $f = 800 \text{ Гц}$ $U_{md} = 1,5 \text{ В}$. У схемі отримують пульсації з амплітудою $U_m = K_{\pi(1)}U_d = 0,015 \cdot 200 = 3 \text{ В}$, що більше допустимої для вибраного конденсатора. Тому треба перейти до іншого конденсатора з більшою допустимою напругою або більшою ємністю.

Вибираємо конденсатор К50-20-200, 350 В.

12. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра з дроселем Д247 і конденсатором К50-20-200, 350 В

$$K_{зг} = m_{\pi}^2 \omega_m^2 LC = (2^2 \cdot 2^2 \cdot 3,14^2 \cdot 400^2) \cdot 0,018 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 90,8.$$

13. Визначаємо коефіцієнт пульсацій на виході фільтра

$$K_{\pi(1)вих} = K_{пвх} / K_{зг} = 0,67 / 90,8 = 0,0074, \text{ що краще заданого.}$$

Допустима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги при температурі $-40 \div 70^\circ\text{C}$ і частоті пульсацій 800 Гц

$$U_{мдf} = U_{мд50} \sqrt{50/f} = 0,05 U_{номр} \sqrt{50/800} = 0,05 \cdot 350 \sqrt{50/800} = 4,4 \text{ В.}$$

У схемі отримуємо пульсації з амплітудою

$$U_{мвих} = K_{\pi(1)вих} U_d = 0,0074 \cdot 250 = 1,85 \text{ В, що менше допустимої.}$$

14. Визначаємо напругу на вході фільтра

$$U'_d = U_d + r_{др} I_d = 200 + 0,928 \cdot 2 = 201,9 \text{ В.}$$

15. Визначаємо зворотну напругу на діоді (табл. 1.1)

$$U_{зв\max} = 1,57 U'_d = 1,57 \cdot 201,9 = 317 \text{ В.}$$

16. Середнє значення струму діода

$$I_a = 0,5 I_d = 0,5 \cdot 2 = 1 \text{ А.}$$

17. Із довідника вибираємо діод КД202Л. Його дані: $I_{пр,доп} = 3,5 \text{ А}$ — при $t = 40^\circ\text{C}$ $I_{пр\text{ ср}} = 1,5 \text{ А}$ без радіатора; допустима зворотна напруга $U_{зв\text{ доп}} = 400 \text{ В}$; $U_{пр} = 0,9 \text{ В}$.

Як видно з даних, ні за одним з параметрів у вибраного діода не досягається граничний режим. Для діодів радіатори не потрібні. У схемі використовуються чотири діоди.

18. Визначаємо диференціальний опір діода. Значення $U_{пр}$, які наводяться у довіднику, виміряні на пульсуючому струмі і менше спаду напруги на постійному струмі приблизно у 1,2 рази.

Опір одного діода $r_d = 1,2 U_{пр} / I_{пр\text{ доп}} = 1,2 \cdot 0,9 / 3,5 = 0,3 \text{ Ом}$. У плече моста ввімкнено два діоди послідовно, тому опір плеча моста $r_{\pi} = 2 r_d = 2 \cdot 0,3 = 0,6 \text{ Ом}$.

19. Знаходимо орієнтовні значення активного опору фази випрямляча r та індуктивність розсіювання трансформатора L_a .

Для трансформатора з $S_T = 400$ ВА і $f_m = 400$ Гц доцільна броньова конструкція трансформатора, тому $s = 1$. Максимальна індукція в сталі осердя $B_m = 1,2$ Тл (холоднокатана сталь).

$$r = r_{\pi} + r_a = r_{\pi} + \frac{K_r r_d}{f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_m B_m}{U'_d I_d}} = 0,3 + \frac{5,1 \cdot 100}{400 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,2}{201,9 \cdot 2}} = 1,4 \text{ Ом};$$

$$L_a = K_L \frac{r_d \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 U'_d I_d}{f_m B_m}} =$$

$$= 6,4 \frac{100 \cdot 10^{-3}}{(2-1)^2 400 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 201,9 \cdot 2}{400 \cdot 1,2}} = 1,27 \text{ мГн},$$

де $K_r = 5,1$, $K_L = 6,4$ — коефіцієнти, які беруться з табл. 1.7;

$$x_a = 2\pi f_m L_a = 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 1,27 \cdot 10^{-3} = 3,19 \text{ Ом}.$$

20. Знаходимо розрахункову випрямлену напругу на холостому ході

Таблиця 1.7
Значення коефіцієнтів K_r і K_L при
роботі на навантаження з індуктивною реакцією

Схема випрямляча	K_r	K_L
Однофазна двопівперіодна з середньою точкою	6,5	4,5
Однофазна мостова	5,1	6,4
Трифазна з середньою точкою	6,2	3,3
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора  і )	2,5	1,0
Трифазна мостова (з'єднання обмоток трансформатора)  і )	7,5	3,0

Примітка. При визначенні K_L слід зважати на примітку до табл. 1.5.

$$U_{dxx} = U'_d + I_d \left(r + \frac{m_n x_a}{2\pi} \right) = 201,9 + 2 \left(1,4 + \frac{2 \cdot 3,19}{2 \cdot 3,14} \right) = 206,7 \text{ В.}$$

$$\text{Уточнюємо } U_{зв \max} = 1,57 U_{dxx} = 1,57 \cdot 206,7 = 324,5 \text{ В.}$$

Діоди за зворотною напругою вибрані правильно.

21. Визначаємо параметри трансформатора

$$U_2 = E_2 = 1,11 \cdot U_{dxx} = 1,11 \cdot 206,7 = 229,4 \text{ В;}$$

$$I_2 = I_d = 2 \text{ А;}$$

$$I_1 = I_d K_T = I_d \cdot \frac{w_2}{w_1} = I_d \cdot \frac{U_2}{U_1} = 2 \cdot 229,4 / 115 = 3,99 \text{ А;}$$

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 1 \cdot 229,4 \cdot 2 = 458,8 \text{ ВА;}$$

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1 \cdot 115 \cdot 3,99 = 458,8 \text{ ВА;}$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{458,8 + 458,8}{2} = 458,8 \text{ ВА.}$$

22. Кут перекриття фаз

$$1 - \cos \gamma = I_d \frac{x_a}{\pi U'_d} = 2 \cdot \frac{3,19}{3,14 \cdot 201,9} = 0,01;$$

$$\cos \gamma = 1 - 0,01 = 0,99; \gamma = 8,1^\circ.$$

Коефіцієнт пульсацій з-за малого кута перекриття практично не зміниться, не зміниться і напруга на навантаженні.

23. Внутрішній опір випрямляча

$$r_b \approx \frac{U_{dxx} - U_d}{I_d} = \frac{206,7 - 200}{2} = 3,35 \text{ Ом.}$$

24. ККД випрямляча

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + P_{TV} + P_{VD}} = \frac{400}{400 + 27,5 + 3,6} \approx 0,93.$$

$$\text{Втрати у трансформаторі } P_{TV} = S_T (1 - \eta_{TV}) = 458,8 (1 - 0,94) = 27,5 \text{ Вт.}$$

ККД трансформатора приймемо $\eta_{TV} = 0,94$.

Втрати в діодах $P_{VD} = I_d U_{пр} N = 2 \cdot 0,9 \cdot 2 = 3,6 \text{ Вт}$ ($N = 2$) – число діодів у плечі).

Приклад 1.3. Розрахунок випрямляча, працюючого на проти ЕРС. Вихідні дані: батарея кислотних акумуляторів, що складається з 6 послідовно з'єднаних елементів, з напругою на елементі: на початку заряджання $E_{поч10} = 2,15 \text{ В}$ і в кінці заряджання $E_{к10} = 2,5 \text{ В}$. Максимальний струм заряджання $I_{поч} = 25 \text{ А}$. Наприкінці заряджання струм $I_{к} = 15 \text{ А}$. Напруга мережі живлення $U_1 = 220 \text{ В}$; частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$; температура навколишнього середовища $t_{нав} = 20^\circ \text{C}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Для заряджання акумуляторної батареї треба мати круту зовнішню характеристику, яку можна одержати, якщо збільшити анодний опір за рахунок вмикання у вторинні кола трансформатора додаткового зовнішнього дроселя. Згладжувальний дросель у коло випрямленого струму не ставимо ($L_d = 0$).

2. Сумарна напруга батареї на початку зарядження

$$E_{поч0} = 6E_{поч10} = 6 \cdot 2,15 = 12,9 \text{ В}.$$

3. Сумарна напруга батареї в кінці заряджання

$$E_{к0} = E_{к10} = 6 \cdot 2,5 = 15 \text{ В}.$$

4. Потужність випрямляча

$$P_d = E_{поч0} \cdot I_d = 12,9 \cdot 25 = 322,5 \text{ Вт}.$$

5. У зв'язку з відносно невеликою потужністю і низькою вихідною напругою випрямляча вибираємо однофазну схему з середньою точкою, для якої $m_2 = m_{\Pi} = 2$.

6. Визначаємо повний внутрішній опір випрямляча, який забезпечить задану зовнішню характеристику,

$$r = \frac{E_{к0} - E_{поч0}}{I_{поч} - I_{к}} = \frac{15 - 12,9}{25 - 15} = 0,21 \text{ Ом}.$$

7. Визначаємо параметр $A(\theta)$ (1.119) наприкінці заряджання

$$A(\theta) = \frac{\pi}{m_{\Pi}} \cdot \frac{rI_{\kappa}}{E_{\kappa 0}} = \frac{3,14}{2} \cdot \frac{0,21 \cdot 15}{15} = 0,33,$$

де $I_{\kappa} = 15 \text{ A}$ — струм наприкінці заряджання.

8. За рис. 1.25 для $A(\theta) = 0,33 \text{ Ом}$ знаходимо, що наприкінці заряджання $\theta_{\kappa} = 50^{\circ}$. Оскільки $50^{\circ} < \frac{180}{2}$ ($\theta_{\kappa} < \frac{\pi}{2}$), то випрямляч працює з кутом відсікання.

9. Виходячи з режиму початку заряджання, розраховуємо випрямляч. За формулою (1.119) визначаємо

$$A(\theta) = \frac{\pi}{m_{\Pi}} \cdot \frac{rI_{\text{поч}}}{E_{\text{поч}}} = \frac{3,14}{2} \cdot \frac{0,21 \cdot 25}{12,9} = 0,64.$$

3 рис. 1.25 для $A(\theta) = 0,64$ знаходимо кут відсікання струму на початку заряджання $\theta = 60^{\circ}$; $B(\theta) = 1,3$; $K_{\Phi}(\theta) = 1,8$.

10. Діюче значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$E_2 = B(\theta)E_{\text{поч}} = 1,3 \cdot 12,9 = 16,8 \text{ В}.$$

11. Максимальна зворотна напруга на діоді у схемі

$$U_{\text{зв max}} = 2E_{2m} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 16,8 = 47,5 \text{ В}.$$

12. Середнє значення струму діода

$$I_a = I_d / 2 = 25 / 2 = 12,5 \text{ А}.$$

13. Із довідника вибираємо кремнієвий діод Д112-25 першого класу, який має параметри: максимально допустимий прямий середній струм $I_{\text{пр ср}} = 25 \text{ А}$; при природному охолодженні з радіатором типу 0111-60 $I_{\text{пр ср}} = 15 \text{ А}$; $U_{\text{зв доп}} = 100 \text{ В}$; $U_{\text{пр}} = 1,35 \text{ В}$; допускають температуру навколишнього середовища від -50 до 45°C .

14. Визначаємо струм вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{I_{\text{поч}}}{m_{\Pi}} K_{\Phi}(\theta) = \frac{25}{2} \cdot 1,8 = 22,5 \text{ А}.$$

15. Визначаємо струм первинної обмотки трансформатора при $\eta = 1$ і $\cos \varphi_{(1)} = 1$

$$I_1 = \frac{E_2}{U_1} \sqrt{2} I_2 = \frac{16,8}{220} \sqrt{2} \cdot 22,5 = 2,43 \text{ А}.$$

16. Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 2 \cdot 16,8 \cdot 22,5 = 756 \text{ ВА}.$$

17. Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1 \cdot 220 \cdot 2,43 = 543 \text{ ВА}.$$

18. Типова потужність трансформатора при $\eta = 1$ і $\cos \varphi_{(1)} = 1$

$$S_{\tau} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{543,6 + 756}{2} = 645,3 \text{ ВА}.$$

19. Визначаємо орієнтовний опір трансформатора, що знаходиться в анодному колі діода, та індуктивність розсіювання трансформатора

$$\begin{aligned} r_a &= r_d + r_{\text{тр}} = r_d + K_r \frac{r_d}{f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_m B_m}{P_d}} = \\ &= 0,054 + 4,7 \frac{0,516}{50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1,2}{322,5}} = 0,086 \text{ Ом}, \end{aligned}$$

де $r_d = U_{\text{пр}} / I_{\text{пр}} = 1,35 / 25 = 0,054 \text{ Ом}$; $K_r = 4,7$ (табл. 1.6); $r_d = E_{\text{поч}} / I_{\text{поч}} = 12,9 / 25 = 0,516 \text{ Ом}$; $B_m = 1,2 \text{ Тл}$; $s=2$ — для двокотушкового стрижневого трансформатора;

$$\begin{aligned} L_a &= K_L \frac{r_d \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_d}{f_m B_m}} = \\ &= 4,3 \cdot \frac{0,516 \cdot 10^{-3}}{(2-1)^2 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{2^3 \cdot 322,5}{50 \cdot 1,2}} = 0,095 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}. \end{aligned}$$

Опір, обумовлений індуктивністю розсіювання трансформатора,

$$x_a = 2\pi f_m L_a = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,095 \cdot 10^{-3} \approx 0,03 \text{ Ом}.$$

20. Знаходимо координати точки, яка відповідає напрузі на початку заряджання, на зовнішній характеристиці. Визначаємо для цього $U_{\text{поч}}$ при заданому $I_{\text{поч}}$

$$r = r_{\text{тр}} + \frac{m_{\text{п}}}{2\pi} x_a + r_d = 0,032 + \frac{2}{2 \cdot 3,14} \cdot 0,03 + 0,054 = 0,095 \text{ Ом}.$$

З формули (1.121)

$$\gamma_0 = \frac{\sin\theta - \cos\theta}{\pi} = \frac{I_{\text{поч}} r}{m_{\text{п}} \sqrt{2} E_2} = \frac{25 \cdot 0,095}{2\sqrt{2} \cdot 16,8} = 0,05,$$

$$\cos\theta = 0,65.$$

Згідно з формулою $U_d = E\sqrt{2} \cos\theta = 16,8\sqrt{2} \cdot 0,65 = 15,4 \text{ В}$ замість заданих 12,9В. Отже, треба узгодити зовнішню характеристику. Для цього визначимо за формулою

$$\cos\theta_{\text{поч}} = \frac{E_{\text{поч}}}{E_2 \sqrt{2}} = \frac{12,9}{16,8\sqrt{2}} = 0,544;$$

з рис. 1.25 для $\cos\theta_{\text{поч}} = 0,544$ знаходимо $\gamma_{0 \text{ поч}} = 0,09$; визначаємо

$$r_{\text{поч}} = \frac{\gamma_{0 \text{ поч}} m_{\text{п}} E_{2m}}{I_{\text{поч}}} = \frac{0,09 \cdot 2 \cdot 16,8\sqrt{2}}{25} = 0,17 \text{ Ом}.$$

Визначаємо

$$2\pi f_{\text{м}} L_{\text{др}} = \frac{r_{\text{поч}} - r_{\text{тр}} - r_{\text{д}}}{m_{\text{п}}/2\pi} - x_{\text{а}} = \frac{0,17 - 0,032 - 0,054}{2/(2 \cdot 3,14)} - 0,03 = 0,24 \text{ Ом}.$$

21. Будемо узгоджену зовнішню характеристику при

$$x_{\text{ф}} = x_{\text{а}} + x_{\text{др}} = 0,03 + 0,24 = 0,27 \text{ Ом},$$

визначаючи γ_0 за формулою $\gamma_0 = \frac{I_d r}{m_{\text{п}} E_{2m}},$

а

$$r = r_{\text{тр}} + \frac{m_{\text{п}}}{2\pi} x_{\text{ф}} + r_{\text{д}}.$$

$I_d, (\text{A})$	$\gamma_0 \cdot 10^{-3}$	$\cos \vartheta$	$U_d, (\text{В})$
0	0	1	23,7
5	18,5	0,856	20,3
10	36,3	0,72	17
15	54,45	0,634	15,026
20	72,6	0,59	14
25	90,75	0,545	12,92
30	108,9	0,5	11,85

Результат розрахунку зовнішньої характеристики наведено в таблиці.

22. Перевіряємо збіг заданого режиму зарядження акумуляторів з одержаним у зовнішній характеристиці. Було задано на початку заряджання при $I_{\text{поч}} = 25 \text{ А}$ дістати 12,9В і наприкінці заряджання при $I_{\text{к}} = 15 \text{ А}$ — 15В. Із зовнішньої характеристики на початку заряджання при $I_{\text{поч}} = 25 \text{ А}$ отримали 12,92 В. Розбіжність при $I_{\text{поч}} = 25 \text{ А}$ становить $\frac{12,92 - 12,9}{12,9} \cdot 100 = 2\%$, що є цілком допустимим.

23. Індуктивність фазних дроселів

$$L_{\text{др}} = x_{\text{др}} / (2\pi f_{\text{м}}) = 0,24 / (2 \cdot 3,14 \cdot 50) = 0,0000764 \text{ Гн} = 76,4 \text{ мкГн}.$$

Приклад 1.4. Розрахувати випрямляч, що працює на активно-індуктивне навантаження. Вихідні дані для розрахунку: напруга на виході випрямляча $U_d = 19,5 \text{ В}$; струм навантаження $I_d = 800 \text{ А}$; пульсації випрямленої напруги не повинні перевищувати $K_{\text{п}(1)} = 2,5\%$; напруга трифазної живильної мережі $U_{1\text{л}} = 380 \text{ В} \pm 5\%$; частота мережі $f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц}$; напруга короткого замикання трансформатора $U_{\text{к}} = 5,5\%$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Згідно з § 1.2 вибираємо трифазну схему з середньою точкою, для якої $m_2 = m_{\text{п}} = 3$.

2. Напруга на виході випрямляча з урахуванням нестабільності напруги живлення $a = \pm 0,05$

$$U_{d1} = U_d (1 + a) = 19,5(1 + 0,05) = 20,5 \text{ В}.$$

3. Середнє значення струму діода

$$I_a = I_d / 3 = 800 / 3 = 266,7 \text{ А}.$$

4. Максимальна зворотна напруга на діоді (орієнтовне значення)

$$U'_{\text{зв max}} = 2,1 U_{d1} = 2,1 \cdot 20,5 = 43,05 \text{ В}.$$

5. Із довідника вибираємо діод Д143-800, який при природному охолодженні з охолоджувачем типу 0143-150 допускає випрямлений струм $I_{\text{а доп}} = 305 \text{ А}$ та витримує максимальну зворотну напругу $U_{\text{зв доп}} = 400 \text{ В}$;

прямий спад напруги $U_{np} = 1,6 \text{ В}$, тобто він підходить за всіма параметрами ($I_a, U_{зв\max}$).

6. Виходячи з потрібного коефіцієнта пульсацій $K_{п(1)} = 0,025$ та коефіцієнта пульсацій на виході схеми $K'_{п(1)} = 0,25$, визначаємо коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{0,25}{0,025} = 10.$$

7. Опір навантаження

$$r_d = U_{d1} / I_d = 20,5 / 800 = 0,026 \text{ Ом}.$$

8. Індуктивність дроселя фільтра згідно (1.51)

$$L_d = \frac{r_d \sqrt{K_{зг}^2 - 1}}{2\pi m_{п} f_{м}} = \frac{0,026 \sqrt{10^2 - 1}}{2 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 50} = 0,00027 \text{ Гн} = 270 \text{ мкГн}.$$

Дросель з такою індуктивністю розраховується окремо за відомими методами.

9. Спад напруги у фільтрі, виходячи з даних по типових використаннях, оцінюємо у 5% від вихідної напруги U_{d1}

$$\Delta U_{\phi} = 0,05 U_{d1} = 0,05 \cdot 20,5 = 1,025 \text{ В}.$$

10. Індуктивний спад напруги, обумовлений індуктивностями розсіювання трансформатора, визначаємо з (1.87) при $I_d = I_{d\text{ном}} = 800 \text{ А}$ у частках від U_{d0}

$$\Delta U_x = A \frac{U_{к\%}}{100} U_{d0},$$

де $A = 0,87$ — відносний коефіцієнт нахилу зовнішньої характеристики.

Для визначення напруги холостого ходу випрямляча U_{d0} спочатку визначаємо напругу на вході фільтра

$$U_{d2} = \frac{U_{d1} + \Delta U_{\phi}}{1 - A \frac{U_{к\%}}{100}} = \frac{20,5 + 1,025}{1 - 0,87 \frac{5,5}{100}} = 22,6 \text{ В}.$$

Знаходимо напругу холостого ходу випрямляча

$$U_{d0} = U_{d2} + U_{np} = 22,6 + 1,6 = 24,2 \text{ В},$$

де $U_{\text{пр}} = 1,6 \text{ В}$ — спад напруги на діоді.

11. Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{\text{зв max}} = 2,1U_{d0} = 2,1 \cdot 24,2 = 50,82 \text{ В}.$$

Така напруга набагато менша за допустиму для діода Д143-800 четвертого класу.

12. Фазна ЕРС вторинної обмотки трансформатора (з'єднання обмоток трансформатора «зірка-зірка» (див. табл. 1.1)

$$E_2 = 0,855U_{d0} = 0,855 \cdot 24,2 = 20,7 \text{ В}.$$

13. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$K_T = \frac{E_2}{U_{1\phi}} = \frac{E_2 \cdot \sqrt{3}}{U_{1л}} = \frac{20,7 \cdot \sqrt{3}}{380} = 0,094.$$

14. Визначаємо кут комутації з (1.154) при $\alpha = 0$

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2x_a I_d}{\sqrt{3}E_{2m}} = 1 - \frac{2\sqrt{m_n} U_k}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 1 - \frac{2\sqrt{3} \cdot 0,055}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 0,92; \quad \gamma = 23^\circ,$$

де $x_a = \frac{E_2}{I_2} U_k = \frac{E_2 \sqrt{m_n}}{I_d} U_k$ — індуктивний опір обмоток трансформатора,

зведений до вторинної обмотки.

15. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора (без поправки на комутацію) (табл. 1.1)

$$I_2 = 0,58I_d = 0,58 \cdot 800 = 464 \text{ А}.$$

16. Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 20,7 \cdot 464 = 28814,4 \text{ ВА} = 288,14 \text{ кВА}.$$

17. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = 0,47K_T I_d = 0,47 \cdot 0,094 \cdot 800 = 35,3 \text{ А}.$$

18. Розрахункова потужність первинних обмоток

$$S_1 = m_1 U_{1\phi} I_1 = 3 \cdot \left(380 / \sqrt{3} \right) \cdot 35,3 = 23298 \text{ ВА} = 232,98 \text{ кВА}.$$

19. Типова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{232,98 + 288,14}{2} = 260,56 \text{ кВт}.$$

20. Діюче значення напруги на згладжувальному дроселі може бути прийнято таким, що дорівнює діючому значенню третій гармонічної напруги, яка згідно з $K'_{п(1)} = 0,25$ дорівнює

$$U_{др} = \frac{K'_{п(1)} (U_{d1} + \Delta U_{\phi})}{\sqrt{2}} = \frac{0,25(20,5 + 1,025)}{\sqrt{2}} = 3,8 \text{ В}.$$

21. Потужність згладжувального дроселя

$$S_{др} = (1/2)U_{др}I_d = 0,5 \cdot 3,8 \cdot 800 = 1520 \text{ ВА},$$

де коефіцієнт 0,5 введений у зв'язку з тим, що габаритні розміри згладжувального дроселя розраховуються звичайно за формулами, які застосовуються для трансформаторів, у яких не одна обмотка, а дві.

22. Зовнішня характеристика може бути побудована за рівнянням (1.157) при $\alpha = 0$ по двох точках: напруги холостого ходу $U_{d0} = 24,2 \text{ В}$ та заданій напрузі $U_d = 19,5 \text{ В}$, яка відповідає номінальному струму $I_d = 800 \text{ А}$.

Приклад 1.5. Розрахувати шестифазний випрямляч зі зрівняльним реактором (рис. 1.36,а). Вихідні дані: вихідна потужність $P_d = 600 \text{ кВт}$; випрямлена напруга $U_d = 600 \text{ В}$; напруга живлення (лінійна) $U_{1л} = U_M = 6 \text{ кВ}$; частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$; коефіцієнт пульсацій $K_{п(1)} = 1,5\%$.

Розв'язання. 1. Випрямлений струм

$$I_d = P_d / U_d = 600 \cdot 10^3 / 600 = 1000 \text{ А}.$$

2. Середнє значення струму діода

$$I_a = I_d / 6 = 1000 / 6 = 166,7 \text{ А}.$$

3. Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U'_{зв \max} = 2,09U_d = 2,09 \cdot 600 = 1254 \text{ В}.$$

4. З урахуванням можливих імпульсних перенапруг всередині випрямляча та в мережі вибираємо діод з коефіцієнтом запасу за напругою $K_3 = 1,5 \dots 2$

$$U_{зв \max} = K_3 U'_{зв \max} = 2 \cdot 1254 = 2508 \text{ В}.$$

5. Із довідника вибираємо діод Д133-500 з параметрами $I_a = 180 \text{ А}$ з охолоджувачем типу 0143-150; з природним охолодженням; $U_{зв \max} = 2800 \text{ В}$ (28 клас); $U_{пр} = 1,7 \text{ В}$.

6. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора згідно (1.164) дорівнює

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = \frac{1000}{2\sqrt{3}} = 289 \text{ А}.$$

7. Первинна фазна напруга

$$U_{1\phi} = U_{1л} / \sqrt{3} = 6000 / \sqrt{3} = 3468,2 \text{ В}.$$

8. Напругу при критичному струмі навантаження (напруга умовного холостого ходу) U'_{d0} визначимо не тільки при урахуванні спаду напруги на індуктивності розсіювання трансформатора ΔU_x та спаду напруги на діоді U_{np} , але й з урахуванні спаду напруги на активних опорах обмоток трансформатора, згладжувального дроселя та зрівняльного реакторі ΔU_R .

З урахуванням всіх складових напруга умовного холостого ходу

$$U'_{d0} = U_d + \Delta U_x + U_{np} + \Delta U_R.$$

Спад напруги на індуктивності розсіювання згідно (1.88)

$$\Delta U_x = 0,5 \frac{U_k}{100\%} U'_{d0} \approx 0,5 \frac{U_k \%}{100\%} U_d.$$

За даними довідника трансформатор, що живить випрямляч, виконаний за схемою зі зрівнювальним реактором на типову потужність порядку 1000 кВА, має напругу короткого замикання $U_k = 8\%$ і втрати потужності в міді, які характеризують активний опір обмоток трансформатора, $\Delta P_{Rm} = 1\%$.

У зв'язку з цим

$$\Delta U_x = 0,5 \frac{8}{100} 600 = 24 \text{ В}.$$

Відсоткову величину потужності, що втрачається в обмотках згладжувального дроселя та зрівнювального реактора, оцінюємо приблизно, приймаючи її рівною $\Delta P_{Rдр} = 0,33\% P_d$.

У цьому випадку сумарний спад напруги на активних опорах усіх трьох електромагнітних елементів схеми дорівнює

$$\Delta U_R = \frac{\Delta P_{Rm} + \Delta P_{Rдр}}{100\%} U_d = \frac{1,33}{100} \approx 8 \text{ В}.$$

У даному випадку

$$U'_{d0} = 600 + 24 + 1,7 + 8 = 633,7 \text{ В}.$$

9. ЕРС вторинної обмотки трансформатора згідно (1.163)

$$E_2 = U'_{d0} / 1,17 = 541,6 \text{ В}.$$

10. Випрямлена напруга при фактичному холостому ході зростає згідно (1.158) до

$$U_{d0} = 1,35E_2 = 1,35 \cdot 541,6 = 731,2 \text{ В}.$$

11. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$K_T = E_2 / U_{1\phi} = 541,6 / 3468,2 = 0,156.$$

12. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора згідно (1.165)

$$I_1 = \frac{K_T I_d}{\sqrt{6}} = \frac{0,156 \cdot 1000}{\sqrt{6}} = 63,7 \text{ А}.$$

13. Розрахункову потужність вторинних обмоток при ідеальному трансформаторі дає (1.168). При додаванні активних втрат потужності в обмотках і потужності, що втрачається в діоді, розрахункова потужність вторинних обмоток дорівнює

$$S_2 = (1,48 + 0,02)P_d = 1,5 \cdot 600 = 900 \text{ кВА}.$$

14. При розрахунку потужності первинних обмоток окрім втрат потужності в міді обмоток треба ще враховувати втрати потужності в сталі осердя трансформатора. Із довідкових даних у трансформаторі даного типу та потужності

$$\Delta P_M = 0,75\% S_T \text{ і } \Delta P_{ст} = 2,05\% S_T.$$

Тому згідно (1.167) та з урахуванням $\Delta P_{ст}$ і ΔP_M

$$S_1 = (1,045 + 0,028)P_d = 643,8 \text{ кВА}.$$

15. Типова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{648,8 + 900}{2} = 771,9 \text{ кВА}.$$

16. Типова потужність зрівнювального реактора

$$S_{тр} = 0,07P_d = 0,07 \cdot 600 = 42 \text{ кВА}.$$

17. Зрівнювальний реактор розраховується на таку індуктивність, щоб критичний струм навантаження $I_{dкр}$, при якому схема переходить від шестифазного режиму роботи до подвійного трифазного, не перевищував 1 % від $I_{dном}$.

У цьому випадку значення критичного струму

$$I_{dкр} = \beta \% I_d = 0,01 \cdot 1000 = 10 \text{ А}$$

і індуктивність зрівнювального реактора повинна бути згідно (1.162)

$$L_{зр} = \frac{0,5\sqrt{2}E_2}{6\pi f_M I_{d\text{кр}}} = \frac{0,5\sqrt{2} \cdot 541,6}{6\pi \cdot 50 \cdot 10} = 0,04 \text{ Гн} = 40 \text{ мГн}.$$

18. Діюче значення напруги на згладжувальному дроселі $U_{др}$ може бути прийнятим таким, що дорівнює діючому значенню гармоніки, яка має частоту

$$6f_M, \text{ а } K_{п(1)} = 0,057$$

$$U_K = \frac{K_{п(1)} U'_{d0}}{\sqrt{2}} = \frac{0,057 \cdot 633,7}{\sqrt{2}} = 25,6 \text{ В}.$$

19. Потужність згладжувального дроселя

$$S_K = \frac{1}{2} U_K I_d = \frac{25,6 \cdot 1000}{2} = 12800 \text{ Вт} = 12,8 \text{ кВА}.$$

20. Коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{зг} = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{0,057}{0,015} = 3,8.$$

21. Індуктивність згладжувального дроселя згідно (1.51)

$$L_d = \frac{r_d \sqrt{K_{зг}^2 - 1}}{2\pi m_{п} f_M} = \frac{0,6 \sqrt{3,8^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 50} = 0,0012 \text{ Гн} = 1,2 \text{ мГн},$$

$$\text{де } r_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{600}{1000} = 0,6 \text{ Ом} \text{ — опір навантаження.}$$

Приклад 1.6. Розрахувати силову схему однофазного мостового керованого випрямляча. Вихідні дані: напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$; нестабільність напруги мережі $(U_M / U_{M\text{ном}}) \cdot 100\%$ — $a = +10\%$; $b = -15\%$; частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$; номінальна напруга на навантаженні $U_d = 130 \text{ В}$. Діапазон регулювання напруги на навантаженні: $U_{d\text{min}} = 100 \text{ В}$, $U_{d\text{max}} = 150 \text{ В}$; опір навантаження $r_d = 28 \text{ Ом}$; коефіцієнт пульсацій напруги на навантаженні $K_{п} = 2\%$.

Розв'язання. 1. З урахуванням номінальної напруги на навантаженні U_d та заданого діапазону регулювання доцільно використати керований несиметричний випрямляч з безтрансформаторним входом (живлення безпосередньо від мережі). При цьому $U_1 = U_2 = U_M$ (рис. 1.9,б). Реакція навантаження індуктивна.

2. З урахуванням спаду напруги на елементах схеми випрямляча визначимо максимальну випрямлену напругу

$$U_{\text{випр max}} = U_{d \text{ max}} + \Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{TV},$$

де $\Delta U_{\text{вент}}$ — спад напруги на діоді і тиристорі випрямляча; $\Delta U_{\text{др}}$, ΔU_{TV} — спад напруги на активному опорі відповідно дроселя фільтра та обмоток трансформатора. Звичайно орієнтовно задаються цим спадам напруги на рівні $U_{\text{др}} = (2...4)\%U_d$. Задаємося орієнтовними значеннями спадів напруги на тиристорі $\Delta U_{VS} = 2 \text{ В}$, діоді $\Delta U_{VD} = 1 \text{ В}$, $\Delta U_{\text{др}} = 2 \text{ В}$. Внаслідок того, що в схемі, яка розраховується, відсутній вхідний трансформатор, $\Delta U_{TV} = 0$. Таким чином,

$$U_{\text{випр max}} = 150 + 2 + 1 + 2 = 155 \text{ В}.$$

Спад напруги на трансформаторі $\Delta U_{TV} = (4...15)\%U_d$ залежить від потужності трансформатора.

3. З урахуванням нестабільності мінімальна напруга мережі

$$U_{\text{min}} = U_{2\text{min}} = U_{\text{м}}(1 - b) = 220(1 - 0,15) = 187 \text{ В},$$

де $b = 0,15$ (у відносних одиницях).

4. За рівнянням регулювальної характеристики (1.101) випрямляча визначимо мінімальне значення кута керування α_{min} . Мінімальний кут керування відповідає мінімальній напрузі мережі U_{min} і максимальному значенню випрямленої напруги $U_{\text{випр max}}$

$$\cos \alpha_{\text{min}} = \frac{U_{\text{випр max}} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{2\text{min}}} - 1 = \frac{155 \cdot 3,14}{1,41 \cdot 187} - 1 \approx 0,845.$$

Отже, $\alpha_{\text{min}} \approx 32,3^\circ$.

При використанні керованих випрямлячів як регуляторів (стабілізаторів) напруги для забезпечення роботи на крутій ділянці регулювальної характеристики рекомендується вибирати $\alpha_{\text{min}} \approx 30^\circ$. Якщо з розрахунку отримане значення α_{min} дуже відрізняється від 30° , необхідно використовувати вхідний трансформатор для зниження або підвищення напруги до необхідного рівня. У даному випадку вхідний трансформатор непотрібний.

5. Мінімальне середнє значення випрямленої напруги

$$U_{\text{випр min}} = U_{d \text{ min}} + \Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{TV} = 100 + 2 + 1 + 2 = 105 \text{ В}.$$

6. З урахуванням нестабільності максимальне значення напруги мережі

$$U_{\text{max}} = U_{2\text{max}} = U_{\text{м}}(1 + a) = 220(1 + 0,1) = 242 \text{ В}.$$

7. Максимальне значення кута керування $\alpha_{\max}$ відповідає максимальній напрузі мережі $U_{\max}$ і мінімальній випрямленій напрузі $U_{\text{випр min}}$

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{U_{\text{випр min}} \cdot \pi}{\sqrt{2} U_{\max}} - 1 = \frac{105 \cdot 3,14}{1,41 \cdot 242} - 1 \approx -0,034.$$

Отже, $\alpha_{\max} \approx 92^\circ$.

8. Максимальне та мінімальне значення струму навантаження

$$I_{d \max} = \frac{U_{d \max}}{r_d} = \frac{150}{28} = 5,36 \text{ A}; \quad I_{d \min} = \frac{U_{d \min}}{r_d} = \frac{100}{28} = 3,57 \text{ A}.$$

9. Елементи схеми випрямляча вибирають, виходячи з умов забезпечення надійної роботи в найбільш важкому можливому режимі. Для випрямляча, який розраховується, такий режим буде реалізовано при максимальній напрузі мережі ($U_{\max} = 242 \text{ В}$) і мініальному куті керування ($\alpha_{\min} = 32,3^\circ$). Для забезпечення запасу параметрів елементів схеми розрахунков виконують для кута керування $\alpha = 0^\circ$, тобто для некерованого режиму. Отже, при розрахунку можна використовувати формули, одержані для некерованого випрямляча (див. табл. 1.1).

10. Визначаємо режим роботи навантаження при $\alpha = 0^\circ$ і напрузі $U_{\max}$

$$U'_{d \max} = \frac{2\sqrt{2}U_{\max}}{\pi} = \frac{2 \cdot 1,41 \cdot 242}{3,14} = 217,3 \text{ В},$$

$$I'_{d \max} = \frac{U'_{d \max}}{r_d} = \frac{217,3}{28} = 7,76 \text{ А}.$$

11. Основні параметри вентилів випрямляча. Оскільки характер навантаження випрямляча індуктивний (використовується LC - згладжувальний фільтр), розрахунок виконуємо згідно формулам для індуктивної реакції навантаження (див. табл. 1.1):

а) максимальна зворотна напруга на діодах і тиристорах і максимальна пряма напруга на тиристорах

$$U_{\text{зв max}} = K_3 \cdot 1,57 \cdot U'_{d \max} = 2 \cdot 1,57 \cdot 217,3 = 682,3 \text{ В},$$

де $K_3 = 2$ — коефіцієнт запасу за напругою;

б) максимальне середнє значення струму діодів і тиристорів

$$I_a = I'_{d \max} \cdot 0,5 = 7,76 \cdot 0,5 = 3,88 \text{ А};$$

в) максимальне діюче значення струму вентилів

$$I_{a \text{ д}} = I'_{d \max} \cdot 0,71 = 5,5 \text{ А}.$$

З урахуванням розрахованих параметрів вибираємо тиристори типу Т112-10 7 класу з параметрами: $U_{\text{пр max}} = U_{\text{зв max}} = 700 \text{ В}$, $I_{\text{а max}} = 4 \text{ А}$ з охолоджувачем типу О111-60 з природним охолодженням; $\Delta U_{\text{VS}} = 1,85 \text{ В}$. В якості діодів випрямляча вибираємо діоди типу Д112-10 7 класу з параметрами: $U_{\text{зв max}} = 700 \text{ В}$ $I_{\text{а max}} = 7 \text{ А}$ з охолоджувачем типу О111-60 з природним охолодженням; $\Delta U_{\text{пр}} = 1,35 \text{ В}$.

Якщо в процесі розрахунку з'ясується, що на вході випрямляча потрібен силовий трансформатор, розрахунок його основних електричних параметрів виконують згідно табл. 1.1.

12. Для забезпечення заданого коефіцієнта пульсацій напруги на навантаженні ($K_{\text{п}} = 2\%$) на виході випрямляча потрібно поставити згладжувальний LC- фільтр.

Максимальне значення коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги відповідає куту керування α_{max}

$$K_{\text{п max}} = \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha_{\text{max}})} = \sqrt{1 + 4(1 + 0,034)} = 1,5.$$

13. Необхідний коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{\text{зг}} = \frac{K_{\text{п max}}}{K_{\text{п}}} = \frac{1,5}{0,02} = 75.$$

14. Шуканий добуток LC елементів фільтра згідно(1.57)

$$LC = \frac{10K_{\text{зг}}}{m_{\text{п}}^2} = \frac{10 \cdot 75}{2^2} = 187,5 \text{ Гн} \cdot \text{мкФ}.$$

15. Потрібна індуктивність фільтра, яка забезпечує режим безперервного струму в дроселі фільтра та навантаженні,згідно (1.58)

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{r_{\text{d max}}}{m_{\text{п}}(m_{\text{п}}^2 - 1)\pi f_{\text{м}}} = \frac{28}{2(2^2 - 1)3,14 \cdot 50} = 0,0297 \text{ Гн}.$$

З урахуванням одержаного значення індуктивності і максимального струму навантаження $I_{\text{d max}} = 7,76 \text{ А}$ вибираємо стандартний дросель Д271, який має такі параметри: $L = 0,01 \text{ Гн}$; $I_{\text{під}} = 9 \text{ А}$; $r_{\text{др}} = 0,081 \text{ Ом}$.

З'єднуємо три дроселі послідовно. Результуюча індуктивність фільтра

$$L_{\text{др}} = 0,03 \text{ Гн}; r_{\text{др}} = 0,243 \text{ Ом}.$$

Спад напруги на обмотках дроселя

$$\Delta U_{\text{др}} = I_{\text{d max}} r_{\text{др}} = 7,76 \cdot 0,243 = 1,88 \text{ В},$$

що приблизно відповідає прийнятому у п. 2 припущенню.

Якщо здобуте значення $\Delta U_{\text{др}}$ дуже відрізняється від прийнятого (більш як на 10%) у п. 2, розрахунок треба уточнити.

16. Визначаємо ємність фільтра

$$C = \frac{LC}{L_{\text{др}}} = \frac{187,5}{0,03} = 6250 \text{ мкФ}.$$

З урахуванням максимальної випрямленої напруги $U_{d\text{max}} = 217,3 \text{ В}$ вибираємо конденсатори типу К50-37 ємністю 1000 мкФ і робочою напругою $U_{\text{роб}} = 250 \text{ В}$; з'єднуємо 7 конденсаторів паралельно.

Результуюча ємність фільтра $C = 7 \cdot 1000 = 7000 \text{ мкФ}$. Допустима амплітуда змінної складової пульсуючої напруги на конденсаторі складає на частоті $f_{(1)} = 100 \text{ Гц}$ 4,5 В.

17. Уточнюємо коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{\text{зг}} = \frac{LCm_{\text{п}}^2}{10} = \frac{0,03 \cdot 7000 \cdot 2^2}{10} = 84.$$

18. Коефіцієнт пульсацій на навантаженні

$$K_{\text{п}} = K_{\text{пmax}} / K_{\text{зг}} = 1,5 / 84 = 0,018,$$

що менше заданого.

19. Амплітуда змінної складової на навантаженні

$$U_{m(1)} = K_{\text{п}} U'_{d\text{max}} = 0,018 \cdot 217,3 = 3,9 \text{ В},$$

що менше допустимої для конденсатора типу К50-37.

Приклад 1.7. Розрахувати силову частину однофазного випрямляча зі ступеневим регулюванням вторинної напруги (рис. 1.45,а). Вихідні дані для розрахунку: номінальне значення напруги однофазної живильної мережі $E_1 = 220 \text{ В}$; мінімальне та максимальне значення напруги живильної мережі $E_{1\text{min}} = 187 \text{ В}$, $E_{\text{max}} = 253 \text{ В}$; частота живильної мережі $f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц}$; номінальне значення вихідної напруги $U_d = 15 \text{ В}$; діапазон плавного регулювання вихідної напруги від $U_{d\text{min}} = 14 \text{ В}$ до $U_{d\text{max}} = 16 \text{ В}$; амплітуда пульсацій вихідної напруги (за основною гармонікою) $U_{(1)m} \leq 0,8 \text{ В}$; максимальне та мінімальне значення струму навантаження $I_{d\text{max}} = 12 \text{ А}$, $I_{d\text{min}} = 6 \text{ А}$; температура навколишнього середовища $t_{\text{навmax}} = +40^\circ\text{С}$. У вказаному діапазоні зміни

струму навантаження випрямляч повинен забезпечити мінімальний нахил зовнішньої характеристики.

Розв'язання. 1. Визначаємо коефіцієнти зміни напруги живлення
 $a = E_{1\max} / E_{1\text{ном}} = 253 / 220 = 1,15$, $b = E_{1\min} / E_{1\text{ном}} = 187 / 220 = 0,85$.

2. Знаходимо орієнтовне значення коефіцієнта комутації обмоток трансформатора (без урахування втрат у вентилях, трансформаторі та дроселі фільтра). При мінімальній напрузі мережі та максимальній вихідній напрузі рівняння (1.197) має вигляд

$$U_{d\alpha\min} = \frac{\sqrt{2}E_{2\min}}{\pi} [1 + s + (1 - s) \cos \alpha_{\min}], \quad (1.270)$$

де $\alpha_{\min}$ — мінімальний кут керування; $E_{2\min}$ — мінімальне діюче значення напруги на обмотці w_2 .

При максимальній напрузі мережі та мінімальній вихідній напрузі маємо

$$U_{d\alpha\max} = \frac{\sqrt{2}E_{2\max}}{\pi} [1 + s + (1 - s) \cos \alpha_{\max}], \quad (1.271)$$

де $E_{2\max}$ — максимальне діюче значення напруги на обмотці w_2 ; $\alpha_{\max}$ — максимальний кут керування.

Розв'язуючи сумісно рівняння (1.270) та (1.271) з урахуванням того, що $E_{2\min} / E_{2\max} = E_{1\min} / E_{1\max} = b / a$, одержимо

$$s = \frac{aU_{d\max} (1 + \cos \alpha_{\max}) - bU_{d\min} (1 + \cos \alpha_{\min})}{bU_{d\min} (1 - \cos \alpha_{\min}) - aU_{d\max} (1 - \cos \alpha_{\max})}.$$

При аналізі виразу (1.197) одержуємо, що максимальна крутість регулювальної характеристики має місце при $(20^\circ \dots 30^\circ) < \alpha < (150^\circ \dots 160^\circ)$. Тому при розрахунку випрямляча діапазон регулювання рекомендується вибирати у вказаних межах.

Приймаємо $\alpha_{\min} = \pi / 6$, $\alpha_{\max} = 5\pi / 6$ і визначаємо

$$s = \frac{1,15 \cdot 16(1 + \cos 150^\circ) - 0,85 \cdot 14(1 + \cos 30^\circ)}{0,85 \cdot 14(1 - \cos 30^\circ) - 1,15 \cdot 16(1 - \cos 150^\circ)} = 0,6.$$

У ході подальшого розрахунку після вибору вентилів та визначення параметрів трансформатора значення коефіцієнта s буде уточнюватися.

3. Середнє значення струму діода при $\alpha = \alpha_{\max}$

$$I_{aVD} = I_d \frac{\alpha_{\max}}{2\pi} = 12 \frac{5\pi}{6 \cdot 2\pi} = 5 \text{ А}.$$

4. Діюче значення струму діода при $\alpha = \alpha_{\max}$

$$I_{dVD} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\alpha_{\max}}{\pi}} = \frac{12}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{5\pi}{6\pi}} = 7,77 \text{ A}.$$

5. Коефіцієнт форми струму діода при $\alpha = \alpha_{\max}$

$$K_{\phi VD} = I_{dVD} / I_{aVD} = 7,77 / 5 = 1,55.$$

6. Середнє значення струму тиристора при $\alpha = \alpha_{\min}$

$$I_{aVS} = I_d \frac{\pi - \alpha_{\min}}{2\pi} = \frac{12(\pi - \pi/6)}{2\pi} = 5 \text{ A}.$$

7. Діюче значення струму тиристора при $\alpha = \alpha_{\min}$

$$I_{dVS} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi}} = \frac{12}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \pi/6}{\pi}} = 7,77 \text{ A}.$$

8. Коефіцієнт форми струму тиристора при $\alpha = \alpha_{\min}$

$$K_{\phi VS} = I_{dVS} / I_{aVS} = 7,77 / 5 = 1,55.$$

9. Максимальна зворотна напруга на тиристорі

$$U_{зв\max} = U_{d\max} \pi \sqrt{1/s} = 16 \cdot 3,14 \sqrt{1/0,6} = 64,9 \text{ В}.$$

10. Максимальна пряма напруга на тиристорі

$$U_{прVS\max} = U_{d\max} \frac{\pi \left(\frac{1}{s} - 1 \right)}{2\sqrt{1/s}} = 16 \frac{3,14 \left(\frac{1}{0,6} - 1 \right)}{2\sqrt{1/0,6}} = 12,9 \text{ В}.$$

11. Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{звVD\max} = U_{d\max} \frac{\pi \left(\frac{1}{s} + 1 \right)}{2\sqrt{1/s}} = 16 \frac{3,14 \left(\frac{1}{0,6} + 1 \right)}{2\sqrt{1/0,6}} = 51,9 \text{ В}.$$

На основі даних розрахунку з довідника вибираємо:

а) тиристори типу T112-16 першого класу з напругою 100 В, які при природному охолодженні з радіатором типу O111-60 допускають середнє значення струму $I_a = 6 \text{ А}$. Тиристори допускають експлуатацію при температурі навколишнього середовища від -50°C до $+45^\circ\text{C}$. Спад прямої напруги на тиристорі $U_{пр} = 1,38 \text{ В}$. Порогова напруга $U_{0VS} = 1,2 \text{ В}$;

б) діоди типу Д112-10 першого класу з напругою 100 В, які при природному охолодженні з радіатором типу O111-60 допускають середнє значення струму $I_a = 7 \text{ А}$. Діоди допускають експлуатацію при температурі навколиш-

нього середовища від -50°C до $+45^{\circ}\text{C}$. Спад прямої напруги на діоді $U_{np} = 1,35\text{ В}$. Порогова напруга $U_{0VD} = 0,9\text{ В}$.

12. Визначаємо (орієнтовно) типову (габаритну) потужність трансформатора

$$S_T = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} K_{\Phi 1} \left(1 + \sqrt{2} \frac{1}{s} \right) P_d = \frac{3,14}{4\sqrt{2}} 1 \cdot \left(1 + \sqrt{2} \cdot \frac{1}{0,6} \right) \cdot 15 \cdot 12 = 335,7\text{ ВА}.$$

13. Активний опір трансформатора, зведений до обмотки w_2

$$r_2 \approx K_r \frac{U_d}{I_d f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{p f_m B_m}{U_d I_d}} = 6,5 \frac{15}{12 \cdot 50 \cdot 1,65} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,65}{15 \cdot 12}} = 0,09\text{ Ом},$$

де $K_r = 6,5$ — коефіцієнт, який залежить від схеми випрямлення та характеру навантаження (див. табл. 1.7); $p=1$ — число стрижнів, на яких розташовані обмотки (для осердя броньового типу $p=1$; $B_m = 1,65\text{ Тл}$ — для $S_T = 300 \div 1000\text{ ВА}$ і осердя броньового типу з електротехнічної сталі Э310.

14. Використовуючи (1.271), визначаємо (орієнтовно) діючі значення напруг на обмотках w_2 і w'_2 при номінальній напрузі мережі

$$\begin{aligned} E_{2\text{ном}} &= \frac{\pi U_{d\text{min}}}{\sqrt{2} a [(1+s) + (1-s) \cos \alpha_{\text{max}}]} = \\ &= \frac{3,14 \cdot 14}{\sqrt{2} \cdot 1,15 [(1+0,6) + (1-0,6) \cos 150^{\circ}]} = 21,6\text{ В}, \\ E'_{2\text{ном}} &= E_{2\text{ном}} s = 21,6 \cdot 0,6 = 12,96\text{ В}. \end{aligned}$$

15. Визначаємо середнє значення випрямленої напруги на навантаженні, яке обумовлене обмотками w'_2 ,

$$U_{d1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E'_{2\text{ном}} = \frac{2 \cdot 1,41}{3,14} 12,96 = 11,64\text{ В}.$$

16. Активний опір трансформатора, зведений до обмотки w'_2 ,

$$r'_2 \approx K_r \frac{U_d}{I_d f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{p f_m B_m}{U_{d1} I_d}} = 6,5 \frac{11,64}{12 \cdot 50 \cdot 1,65} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,65}{11,64 \cdot 12}} = 0,07\text{ Ом}.$$

17. Уточнюємо значення коефіцієнта комутації обмоток s з урахуванням втрат напруги у трансформаторі, вентилях і дроселі фільтра. При кусково-лінійній апроксимації ВАХ діода Д112-10 та тиристора Т112-16 знаходимо

відповідно їх динамічні опори $R_{VD} = 0,01\text{Ом}$, $R_{VS} = 0,03\text{Ом}$ та визначаємо спади напруг на діоді та тиристорі

$$U_{VD} = U_{0VD} + i_{VD}R_{VD}; U_{VS} = U_{0VS} + i_{VS}R_{VS},$$

де i_{VD} , i_{VS} — миттєві значення струму відповідно у діоді та тиристорі.

З часових діаграм рис. 1.44, в видно, що в інтервалах роботи діода та тиристора $i_{VD} = i_{VS} = I_d$. Середнє значення напруги на вході фільтра

$$U'_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u'_d(\vartheta) d\vartheta. \quad (1.272)$$

При $0 < \vartheta < \alpha$

$$\begin{aligned} u'_d(\vartheta) &= e'_2 - I_d r'_2 - U_{VD} = e'_2 - I_d r'_2 - (U_{0VD} + I_d R_{VD}) = \\ &= \sqrt{2}E_2 s \sin \vartheta - I_d (r'_2 + R_{VD}) - U_{0VD}; \end{aligned}$$

при $\alpha < \vartheta < \pi$

$$\begin{aligned} u'_d(\vartheta) &= e_2 - I_d r_2 - U_{VS} = e_2 - I_d r_2 - (U_{0VS} + I_d R_{VS}) = \\ &= \sqrt{2}E_2 \sin \vartheta - I_d (r_2 + R_{VS}) - U_{0VS}. \end{aligned}$$

Підставляючи останні два вирази в (1.272), одержуємо

$$\begin{aligned} U'_d &= \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} [(1+s) + (1-s) \cos \alpha] - \\ &- I_d \left[(r'_2 + R_{VD}) \frac{\alpha}{\pi} + (r_2 + R_{VS}) \frac{\pi - \alpha}{\pi} \right] - U_{0VD} \frac{\alpha}{\pi} - U_{0VS} \frac{\pi - \alpha}{\pi}. \quad (1.273) \end{aligned}$$

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = U'_d - I_d r_{дп}, \quad (1.274)$$

де $r_{дп}$ — активний опір обмотки згладжувального дроселя.

При попередньому розрахунку значення $r_{дп}$ можна прийняти $r_{дп} \approx (0,02...0,1)r_d$, де $r_d = U_d / I_d$ — активний опір навантаження. Менші значення $r_{дп}$ слід вибирати при більш високих частотах і більших потужностях. У даному випадку $r_d = 15/12 = 1,25\text{Ом}$. Приймаємо $r_{дп} = 0,03r_d$, $r_{дп} = 0,03 \cdot 1,25 = 0,0375\text{Ом}$.

З виразів (1.273) та (1.274) знаходимо зовнішні (навантажувальні) характеристики випрямляча

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} [(1+s) + (1-s) \cos \alpha] -$$

$$-I_d \left[(r'_2 + R_{VD}) \frac{\alpha}{\pi} + (r_2 + R_{VS}) \frac{\pi - \alpha}{\pi} + r_{дp} \right] - U_{0VD} \frac{\alpha}{\pi} - U_{0VS} \frac{\pi - \alpha}{\pi}. \quad (1.275)$$

При мінімальній напрузі мережі, максимальному струмі навантаження та максимальній вихідній напрузі рівняння (1.275) має вигляд

$$U_{d \max} = \frac{\sqrt{2}E_{2 \min}}{\pi} [(1+s) + (1-s) \cos \alpha_{\min}] - I_{d \max} \left[(r'_2 + R_{VD}) \frac{\alpha_{\min}}{\pi} + (r_2 + R_{VS}) \frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi} + r_{дp} \right] - U_{0VD} \frac{\alpha_{\min}}{\pi} - U_{0VS} \frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi}. \quad (1.276)$$

При максимальній напрузі мережі, мініимальному струмі навантаження та мініимальній вихідній напрузі з рівняння (1.275) маємо

$$U_{d \min} = \frac{\sqrt{2}E_{2 \max}}{\pi} [(1+s) + (1-s) \cos \alpha_{\max}] - I_{d \min} \left[(r'_2 + R_{VD}) \frac{\alpha_{\max}}{\pi} + (r_2 + R_{VS}) \frac{\pi - \alpha_{\max}}{\pi} + r_{дp} \right] - U_{0VD} \frac{\alpha_{\max}}{\pi} - U_{0VS} \frac{\pi - \alpha_{\max}}{\pi}. \quad (1.277)$$

Розв'язуючи рівняння (1.276), (1.277) та враховуючи, що $E_{2 \min} = E_{2 \max} / a$, знаходимо коефіцієнт комутації s з урахуванням втрат напруги на елементах схеми

$$s = \frac{A_1(1 + \cos \alpha_{\max}) - A_2(1 + \cos \alpha_{\min})}{A_2(1 - \cos \alpha_{\min}) - A_1(1 - \cos \alpha_{\max})}, \quad (1.278)$$

де

$$A_1 = (U_{d \max} + I_{d \max} C_1 + B_1) a;$$

$$A_2 = (U_{d \min} + I_{d \min} C_2 + B_2) b;$$

$$C_1 = (r'_2 + R_{VD}) \frac{\alpha_{\min}}{\pi} + (r_2 + R_{VS}) \frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi} + r_{дp};$$

$$B_1 = U_{0VD} \frac{\alpha_{\min}}{\pi} + U_{0VS} \frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi};$$

$$C_2 = (r'_2 + R_{VD}) \frac{\alpha_{\max}}{\pi} + (r_2 + R_{VS}) \frac{\pi - \alpha_{\max}}{\pi} + r_{дp};$$

$$B_2 = U_{0VD} \frac{\alpha_{\max}}{\pi} + U_{0VS} \frac{\pi - \alpha_{\max}}{\pi}.$$

Визначимо числові значення коефіцієнтів, що входять у (1.278),

$$C_1 = (0,07 + 0,01) \frac{30^\circ}{180^\circ} + (0,09 + 0,03) \frac{180^\circ - 30^\circ}{180^\circ} + 0,0375 = 0,151 \text{ Ом};$$

$$B_1 = 0,9 \frac{30^\circ}{180^\circ} + 1,2 \frac{180^\circ - 30^\circ}{180^\circ} = 1,15 \text{ В};$$

$$C_2 = (0,07 + 0,01) \frac{150^\circ}{180^\circ} + (0,09 + 0,03) \frac{180^\circ - 150^\circ}{180^\circ} + 0,0375 = 0,124 \text{ Ом};$$

$$B_2 = 0,9 \frac{150^\circ}{180^\circ} + 1,2 \frac{180^\circ - 150^\circ}{180^\circ} = 0,95 \text{ В};$$

$$A_1 = (16 + 12 \cdot 0,151 + 1,15)1,15 = 21,8 \text{ В};$$

$$A_2 = (14 + 6 \cdot 0,124 + 0,95)0,85 = 13,34 \text{ В}.$$

Підставляючи визначені величини у (1.278), знаходимо

$$s = \frac{21,8(1 + \cos 150^\circ) - 13,34(1 + \cos 30^\circ)}{13,34(1 - \cos 30^\circ) - 21,8(1 - \cos 150^\circ)} = 0,565.$$

18. Уточнюємо максимальну пряму та зворотну напруги відповідно на тиристорі та діоді

$$U_{\text{прVS max}} = U_{d \text{ max}} \frac{\pi \left(\frac{1}{s} - 1 \right)}{2\sqrt{1/s}} = 16 \cdot \frac{3,14 \left(\frac{1}{0,565} - 1 \right)}{2\sqrt{1/0,565}} = 14,54 \text{ В};$$

$$U_{\text{звVS max}} = U_{d \text{ max}} \pi \sqrt{1/s} = 16 \cdot 3,14 \sqrt{1/0,565} = 66,83 \text{ В};$$

$$U_{\text{звVD max}} = U_{d \text{ max}} \frac{\pi \left(\frac{1}{s} + 1 \right)}{2\sqrt{1/s}} = 16 \cdot \frac{3,14 \left(\frac{1}{0,565} + 1 \right)}{2\sqrt{1/0,565}} = 52,3 \text{ В}.$$

Тому що одержані значення менше за допустимі величини, вентиля за напругою обрані правильно.

19. З (1.276) визначаємо діюче значення напруги на вторинній обмотці w'_2 при мінімальній напрузі мережі

$$\begin{aligned} E_{2 \text{ min}} &= \frac{\pi (U_{d \text{ max}} + I_{d \text{ max}} C_1 + B_1)}{\sqrt{2} [(1+s) + (1-s) \cos \alpha_{\text{min}}]} = \\ &= \frac{3,14(16 + 12 \cdot 0,151 + 1,15)}{\sqrt{2} [(1+0,565) + (1-0,565) \cos 30^\circ]} = 21,7 \text{ В}. \end{aligned}$$

20. Діюче значення напруги на вторинній обмотці w_2 при номінальній напрузі мережі

$$E_{2 \text{ ном}} = E_{2 \text{ min}} / b = 21,7 / 0,85 = 25,5 \text{ В}.$$

21. Діюче значення напруги на вторинній обмотці w_2 при максимальній напрузі мережі

$$E_{2\max} = E_{2\text{ном}} \cdot a = 25,5 \cdot 1,15 = 29,3 \text{ В}.$$

22. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги на навантаженні (за першою гармонікою)

$$K'_\Pi = U_{(1)m} / U_{d\max} = 0,8 / 16 = 0,05.$$

23. Коефіцієнт пульсацій K'_Π на вході фільтра залежить від кута керування і може бути визначений при розкладі кривої вихідної напруги випрямляча в ряд Фур'є за синусними та косинусними складовими

$$K'_\Pi = \frac{\sqrt{(1-s)^2 \left(\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha \right)^2 + \left[\left(\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha \right) (1-s) + \frac{2}{3} (1+s) \right]^2}}{1+s+(1-s)\cos \alpha}.$$

Аналізуючи залежність K'_Π для $s = 0,565$ від кута керування, визначаємо, що при $\alpha = 65^\circ$ коефіцієнт пульсацій досягає максимального значення

$$K'_{\Pi\max} = \frac{\sqrt{(1-0,565)^2 \left(\frac{\sin 3 \cdot 65^\circ}{3} - \sin 65^\circ \right)^2 + \left[\left(\frac{\cos 3 \cdot 65^\circ}{3} - \cos 65^\circ \right) (1-0,565) + \frac{2}{3} (1+0,565) \right]^2}}{1+0,565+(1-0,565)\cos 65^\circ} = 0,81.$$

24. Визначаємо потрібний коефіцієнт згладжування фільтра

$$K_{3r} = \frac{K'_{\Pi\max}}{K'_\Pi} = 0,81 / 0,05 = 16,2.$$

Для згладжування пульсацій застосовуємо одноланковий LC - фільтр.

25. Визначаємо добуток LC , уважаючи, що коефіцієнт передачі постійної складової фільтра $U_d / U'_d = 1$,

$$LC = \frac{K_{3r} + 1}{m_\Pi^2 \omega_M^2} = \frac{16,2 + 1}{2^2 \cdot 4\pi^2 \cdot 50^2} = 0,0000436 \text{ Гн} \cdot \Phi = 43,6 \text{ Гн} \cdot \text{мкФ},$$

де $m_\Pi = 2$ — періодичність випрямленої напруги; $\omega_M = 2\pi f_M$ — колова частота живильної мережі.

26. Розраховуємо індуктивність дроселя фільтра, яка забезпечує індуктивну реакцію фільтра в заданому діапазоні зміни струму навантаження, з умови $I'_{(1)m} \leq I_{d\min}$. Оскільки опір конденсатора фільтра для змінної складової наба-

гато менший за опір дроселя $1/(m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}C) \ll m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}L$ і $r_d \gg 1/(m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}C)$, то амплітуда основної (першої) гармоніки струму в дроселі

$$I'_{(1)m} \approx \frac{U'_{(1)m}}{m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}L},$$

де $U'_{(1)m} = K'_{\text{п max}} U_d = K'_{\text{п max}} (U_{d \text{ max}} + I_{d \text{ min}} r_{\text{др}})$ — амплітуда напруги пульсацій на вході фільтра. Із врахуванням двох останніх виразів вхідна нерівність приймає вигляд

$$\frac{K'_{\text{п max}} (U_{d \text{ max}} + I_{d \text{ min}} r_{\text{др}})}{m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}L} < I_{d \text{ min}},$$

звідки

$$L > \frac{K'_{\text{п max}} (U_{d \text{ max}} + I_{d \text{ min}} r_{\text{др}})}{m_{\text{п}}\omega_{\text{м}} I_{d \text{ min}}} = \frac{0,81(16 + 6 \cdot 0,0375)}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 6} = 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

З урахуванням одержаного значення індуктивності та максимального струму навантаження $I_{d \text{ max}} = 12 \text{ А}$ із довідника вибираємо стандартний двох-обмотковий дросель типу Д 270, який при паралельному з'єднанні має наступні параметри: діапазон робочих частот 50...5000 Гц; індуктивність $L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$; струм підмагнічування $I_{\text{під}} = 12,5 \text{ А} > I_{d \text{ max}}$; активний опір обмотки $r_{\text{др}} = 0,0372 \text{ Ом}$, що з достатньою точністю відповідає значенню, прийнятому у п. 17. Якщо реальне значення $r_{\text{др}}$ значно відрізняється від раніше прийнятого, попередній розрахунок треба уточнити. У тому випадку, коли дросель неможливо вибрати з числа стандартних, його треба розрахувати за відомими методами.

27. Розрахункове значення ємності фільтра

$$C = LC/C = 43,6/5 \cdot 10^{-3} = 8720 \text{ мкФ}.$$

28. Розраховуємо робочу напругу на конденсаторі за умови можливого холостого ходу випрямляча

$$U_{\text{роб}} \geq \sqrt{2} E_{2 \text{ max}} = \sqrt{2} \cdot 29,3 = 41,3 \text{ В}.$$

При виборі типу конденсатора треба враховувати: потрібну ємність і робочу напругу; діапазон робочих температур; допустиму амплітуду змінної складової; діапазон робочих частот конденсатора; технологічний та температурний розкид ємності.

Із довідника вибираємо електролітичний конденсатор серії В41456–В8229–М (компанії EPCOSAG AG) ємністю 22000 мкФ з робочою напругою 63 В. У відповідності з довідником конденсатор має наступні параметри: діапазон робочих температур від -40°C до 85°C ; допустиме технологічне відхилення ємності у відсотках від номінального значення $\pm 20\%$; допустима зміна ємності з температурою відносно виміряної при нормальних умовах (у відсотках від номінального значення): при $+85^{\circ}\text{C}$ — $(+30\%)$; при -40°C — (-50%) ; максимальний струм пульсацій на частоті 100 Гц і температурі -40°C $I_{\text{п max}} = 30 \text{ A}$.

Амплітуда пульсації на частоті 100 Гц

$$U_m = I_{\text{п max}} x_c = I_{\text{п max}} [1/(2\pi fC)] = \frac{30 \cdot 10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 22000} = 2,17 \text{ В}.$$

У відповідності з технічним завданням амплітуда пульсацій вихідної напруги $U_{(1)m} = 0,8 \text{ В}$, нерівність $U_{(1)m} < U_m$ виконується і конденсатор буде працювати у межах технічних умов.

Якщо нерівність не виконується, можна робити наступним чином: 1) використати конденсатор того ж типу, але з більшою робочою напругою; 2) збільшити ємність конденсатора фільтра у порівнянні з розрахунковою і тим самим зменшити змінну складову на конденсаторі до потрібної за технічними умовами величини; 3) використати інший тип конденсатора з більшою допустимою амплітудою змінної складової на даній частоті (конденсатори з меншим тангенсом кута втрат).

Визначаємо встановлювану ємність фільтра з урахуванням можливого зменшення її на 50 % внаслідок зниження температури навколишнього середовища до -40°C і на 20 % через технологічний розкид

$$C_{\text{вст}} \geq 2 \cdot 1,2 \cdot 8720 = 20928 \text{ мкФ}.$$

При зниженні температури до -40°C , а також внаслідок можливого зменшення на 20 % через технологічний розкид ємність конденсатора може бути

$$C_{\text{вст min}} = (C_{\text{вст}}/2 \cdot 1,2) = 22000/(2 \cdot 1,2) = 9167 \text{ мкФ}.$$

Таким чином, у заданому діапазоні температур розрахункове значення ємності $C = 8720 \text{ мкФ}$ буде забезпечено з деяким запасом.

29. Перевіряємо параметри фільтра на відсутність резонансу на частоті гармоніки пульсації. Для цього визначаємо резонансну частоту фільтра

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\text{вст min}}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{5 \cdot 10^{-3} \cdot 9167 \cdot 10^{-6}}} = 23,52 \text{ Гц}.$$

Оскільки $f_p < f_n$, резонанс відсутній.

30. Діюче значення струму в обмотці w_2'

$$I_2 = I_{d \max} / \sqrt{2} = 12 / \sqrt{2} = 8,51 \text{ A}.$$

31. Діюче значення струму i_2' при максимальній потужності навантаження та мінімальній напрузі живильної мережі

$$I_2' = \frac{I_{d \max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{\min}}{\pi}} = \frac{12}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{180^\circ - 30^\circ}{180^\circ}} = 7,77 \text{ A}.$$

При збільшенні напруги мережі при заданій потужності навантаження кут α збільшується, що призводить до зменшення струму I_2' .

32. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$K_T = \frac{w_2}{w_1} = \frac{E_{2 \text{ ном}}}{E_{1 \text{ ном}}} = \frac{25,5}{220} = 0,115.$$

33. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора при максимальній потужності навантаження та мінімальній напрузі мережі (без урахування струму х.х. трансформатора),

$$I_1 = \frac{K_T I_{d \max}}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\pi - \alpha_{\min} (1 - s^2)} = \frac{0,115 \cdot 12}{1,41} \sqrt{\pi - \frac{\pi}{6} (1 - 0,565^2)} = 1,63 \text{ A}.$$

34. Діюче значення напруги на обмотці w_2' при мінімальній напрузі живильної мережі

$$E_{2 \min}' = E_{2 \min} \cdot s = 21,7 \cdot 0,565 = 12,26 \text{ В}.$$

35. Діюче значення напруги на обмотці $w_2'' = w_2 - w_2'$ при мінімальній напрузі живильної мережі

$$E_{2 \min}'' = E_{2 \min} (1 - s) = 21,7 \cdot (1 - 0,565) = 9,4 \text{ В}.$$

36. Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = E_{\min} I_1 = 187 \cdot 1,63 = 304,8 \text{ ВА}.$$

37. Розрахункова потужність вторинних обмоток

$$S_2 = 2E_{2 \min}' I_2' + 2E_{2 \min}'' I_2 = 2 \cdot 12,26 \cdot 7,77 + 2 \cdot 9,44 \cdot 8,51 = 351,2 \text{ ВА}.$$

38. Типова потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{304,8 + 351,2}{2} = 328 \text{ ВА}.$$

39. Розрахунок трансформатора проводимо за відомими методиками за наступними вхідними даними: типова потужність $S_T = 328 \text{ ВА}$; відповідно

мінімальна та максимальна напруги мережі: $E_{1\min} = 187 \text{ В}$, $E_{1\max} = 253 \text{ В}$; діюче значення напруги на вторинній обмотці при мінімальній напрузі живильної мережі $E_{2\min} = 21,7 \text{ В}$; діюче значення струмів у обмотках: $I_1 = 1,63 \text{ А}$; $I_2 = 8,51 \text{ А}$; $I'_2 = 7,77 \text{ А}$; частота мережі $f_m = 50 \text{ Гц}$; коефіцієнт комутації обмоток $s = w'_2 / w_2 = 0,565$.

40. Визначаємо коефіцієнт потужності випрямляча при мініальному та максимальному кутах керування:

$$\text{при } \alpha_{\min} = \pi / 6$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{1 + s + (1 - s) \cos \alpha}{\sqrt{\pi - (1 - s^2) \alpha}} = \sqrt{\frac{2}{3,14}} \cdot \frac{1 + 0,565 + (1 - 0,565) \cos \frac{\pi}{6}}{\sqrt{\pi - (1 - 0,565^2) \pi / 6}} = 0,93.$$

$$\text{при } \alpha_{\max} = 5\pi / 6$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{3,14}} \cdot \frac{1 + 0,565 + (1 - 0,565) \cos \frac{5\pi}{6}}{\sqrt{\pi - (1 - 0,565^2) \frac{5\pi}{6}}} = 0,82.$$

Приклад 1.8. Розрахувати нереверсивний тиристорний випрямляч, який живить якірне коло електродвигуна постійного струму типу Д 806. Вихідні дані: номінальна випрямлена напруга $U_{dн} = 220 \text{ В}$; номінальна потужність $P_{dн} = 22 \text{ кВт}$; допустимий коефіцієнт пульсацій не більше 2 %; мережа трифазна з номінальною лінійною напругою $U_{1л} = 380 \text{ В}$; коливання напруги мережі $\pm 10\%$; охолодження повітряне природне; активний опір якірного кола $r_{я} = 0,114 \text{ Ом}$; індуктивність якірного кола $L_{я} = 8,56 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$; частота струму мережі $f_m = 50 \text{ Гц}$, струм навантаження в робочому режимі складає $I_d / I_{dн} = 0,8$; струм перевантаження $I_{dп} / I_{dн} = 2$; режим роботи двигуна повторно-короткочасний, для якого час споживання електроенергії $t_{рв} = 36 \text{ с}$, час перевантаження $t_{п} = 4 \text{ с}$, час паузи між циклами $t_0 = 10 \text{ с}$, час циклу $t_{ц} = 50 \text{ с}$.

Р о з в' я з а н н я . 1. Так як напруга на навантаженні достатньо висока, вибираємо трифазну мостову схему випрямлення (рис. 1.38,а).

2. У зв'язку з тим, що при зменшенні напруги мережі на 10% треба забезпечити номінальну вихідну напругу при куті керування $\alpha = 0$, напруга (фазна та лінійна) на вторинній обмотці трансформатора (див. табл. 1.1.) буде дорівнювати (обмотки трансформатора з'єднані за схемою зірка-зірка)

$$U_2 = K_r \cdot 0,427 U_{dH} / 0,9 = 1,05 \cdot 0,427 \cdot 220 / 0,9 = 109,6 \text{ В},$$

$$U_{2л} = \sqrt{3} U_2 = \sqrt{3} \cdot 109,6 = 189,8 \text{ В},$$

де $K_r = 1,05$ — коефіцієнт, що враховує спад напруги за рахунок комутації, активних опорів трансформатора, тиристорів, згладжувального реактора (задаємось попередньо).

3. Робочий струм навантаження (середнє значення)

$$I_d = 0,8 I_{dH} = 0,8 \cdot P_{dH} / U_{dH} = 0,8 \cdot 22000 / 220 = 80 \text{ А}.$$

4. Діюче значення розрахункового струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = 0,817 \cdot I_d = 0,817 \cdot 80 = 63,36 \text{ А}.$$

5. Коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора

$$K_T = U_2 / U_1 = 109,6 \cdot \sqrt{3} / 380 = 0,5$$

6. Діюче значення розрахункового струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_1 = K_T \cdot 0,817 \cdot I_d = 0,5 \cdot 0,817 \cdot 80 = 32,7 \text{ А}.$$

7. Розрахункова типова потужність трансформатора

$$S_T = S_1 = S_2 = \frac{3(U_1 I_1 + U_2 I_2)}{2} = \frac{3(220 \cdot 32,7 + 109,6 \cdot 63,36) \cdot 10^{-3}}{2} = 21,2 \text{ кВА}.$$

8. Вибираємо з довідника трифазний сухий трансформатор для тиристорних випрямлячів електроприводів постійного струму середньої потужності типу ТСП-25/0,7 з параметрами $S_{TH} = 29,1 \text{ кВА}$; $U_{1лн} = 380 \text{ В}$; $U_{2лн} = 205 \text{ В}$; $I_{2н} = 82 \text{ А}$; струм холостого ходу $I_{xx} = 8\%$; втрати короткого замикання $\Delta P_{кз} = 1100 \text{ Вт}$; втрати холостого ходу $\Delta P_{xx} = 210 \text{ Вт}$. У відповідності з ДСТУ трансформатори та реактори для електроприводів повинні витримувати наступні перевантаження: 75 % — 1 хв., 100 % — 15 с., 150 % — 10 с.

9. Співставлення даних, наведених у пункті 8, та попереднього розрахунку видно, що $U_{1лн} = U_{1л}$; $S_{TH} > S_T$; $U_{2лн} > U_{2л}$; $I_{2н} > I_2$. Таким чином, попередньо можна зробити висновок, що трансформатор вибраний правильно. Проте треба ще виконати перевірку.

10. При перевірці трансформатора треба виявити, чи забезпечує він потрібну напругу на виході випрямляча, чи витримує задані перевантаження.

11. Номінальна напруга на вторинній обмотці трансформатора

$$U_{2н} = U_{2лн} / \sqrt{3} = 205 / \sqrt{3} = 118,5 \text{ В}.$$

12. Активний, повний та індуктивний опори фази трансформатора, зведені до вторинної обмотки,

$$r_{тр} = \frac{\Delta P_{к3}}{3I_{2н}^2} = \frac{1100}{3 \cdot 82^2} = 0,0545 \text{ Ом};$$

$$z_{тр} = \frac{U_{к \%} \cdot U_{2н}}{100 \cdot I_{2н}} = \frac{5,5 \cdot 118,5}{100 \cdot 82} = 0,0795 \text{ Ом};$$

$$x_a = \sqrt{z_{тр}^2 - r_{тр}^2} = \sqrt{0,0795^2 - 0,0545^2} = 0,0578 \text{ Ом};$$

$$I_a = x_a / \omega_m = 0,0578 / 2\pi \cdot 50 = 0,184 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

13. Напруга на двигуні (без урахування спаду напруги на згладжувальному реакторі) при струмі I_d та напрузі мережі $U_{мmin}$

$$U_d = \frac{0,9 \cdot U_{2н}}{0,427} - \left(\frac{3}{\pi} x_a + 2r_{тр} \right) I_d - 2U_{пр} =$$

$$= \frac{0,9 \cdot 118,5}{0,427} - \left(\frac{3}{\pi} \cdot 0,0578 + 2 \cdot 0,0545 \right) 80 - 2 \cdot 2 = 232,63 \text{ В},$$

де $U_{пр}$ — порогова напруга тиристора (попередньо можна прийняти $U_{пр} = 2 \text{ В}$).

$U_d > U_{дн}$ на 12,63 В, отже, вибраний трансформатор забезпечує потрібну напругу на двигуні.

14. Струм, який споживається двигуном при перевантаженні,

$$I_{дп} = I_{дн} \frac{I_{дп}}{I_{дн}} = \frac{P_{дн}}{U_{дн}} \cdot 2 = 2 \cdot \frac{2200}{220} = 200 \text{ А}.$$

15. Струм вторинної обмотки трансформатора при заданому перевантаженні на протязі 4с

$$I_{2п} = 0,817 \cdot I_{дп} = 0,817 \cdot 200 = 163,4 \text{ А}.$$

16. Допустимий струм вторинної обмотки трансформатора на протязі 10 с при перевантаженні на 150 %

$$I_{2п доп} = 2,5 \cdot I_{2н} = 2,5 \cdot 82 = 205 \text{ А}.$$

Трансформатор витримає, тому що струм перевантаження (163,4 А) та час його дії (4с) нижче допустимих значень,

$$163,4 \text{ A} < 205 \text{ A} ; 4\text{с} < 10\text{с} .$$

17. Середньоквадратичний струм, що споживається від трансформатора,

$$I_{2\text{СКВ}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} I_{2\text{п}}^2 t_{\text{п}} + I_{2\text{рв}}^2 t_{\text{рв}}} = \sqrt{\frac{1}{50} 163,4^2 \cdot 4 + 63,36^2 \cdot 36} = 70,9 \text{ A} .$$

Середньоквадратичний струм $I_{2\text{СКВ}}$ менше за номінальний $I_{2\text{н}}$ ($70,9 \text{ A} < 82 \text{ A}$). Таким чином, трансформатор задовольняє всім вимогам. Перехід на трансформатор меншої потужності неможливий, тому що струм перевантаження близький до граничного значення.

18. Середнє значення анодного струму тиристора

$$I_{\text{а}} = \frac{I_{\text{дн}}}{3} = \frac{100}{3} = 33,3 \text{ A} .$$

19. Діюче значення анодного струму тиристора

$$I_{\text{ад}} = 0,58 I_{\text{дн}} = 0,58 \cdot 100 = 58 \text{ A} .$$

20. Максимальна зворотна напруга на тиристорі з урахуванням коефіцієнта запасу $K_3 = (1,5 \dots 2)$

$$U_{\text{звmax}} = 1,05 \cdot U_{\text{дн}} \cdot K_3 = 1,05 \cdot 200 \cdot (1,5 \dots 2) = 346,2 \dots 462 \text{ В} .$$

Із довідника вибираємо тиристор типу Т161-125, який з охолоджувачем типу 0171-80 при природному охолодженні допускає середнє значення струму 45А, має 5 клас та диференціальний опір $r_{\text{д}} = 2,54 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$; порогова напруга $U_{\text{т0}} = 1,15 \text{ В}$.

21. Оцінюємо параметри згладжувального реактора з індуктивністю $L_{\text{д}}$, розрахунок якого робиться для найгіршого за якістю випрямленого струму режиму з максимально можливим кутом керування α_{max} . Цей кут з'явиться при роботі випрямляча з максимальною напругою у мережі і визначається з регульовальної характеристики випрямляча

$$U_{\text{дн}} = U_{\text{д0max}} \cos \alpha_{\text{max}} = \frac{U_{2\text{max}}}{0,427} \cos \alpha_{\text{max}} .$$

$$\text{Тоді } \cos \alpha_{\text{max}} = \frac{U_{\text{дн}} \cdot 0,427}{1,2 \cdot U_2} = \frac{220 \cdot 0,427}{1,2 \cdot 109,6} = 0,714 , \quad \alpha_{\text{max}} = 44,4^\circ .$$

Амплітуда першої гармоніки пульсацій напруги згідно виразу (1.76) при максимальній напрузі мережі, яка дорівнює $U_{1\text{max}} = 1,1 U_{1\text{н}} = 1,1 \cdot 220 = 241 \text{ В}$

$$U_{m(1)} = \frac{2}{m_{\Pi}^2 - 1} \sqrt{1 + m_{\Pi}^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} U_{d\alpha} =$$

$$= \frac{2}{6^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 \cdot \operatorname{tg}^2 44,4^\circ} \cdot 220 \cdot \cos 44,4^\circ = 55,53 \text{ В},$$

де $U_{d\alpha} = U_{dH} \cos \alpha_{\max}$.

22. Потрібна сумарна індуктивність контуру випрямленого струму

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{m(1)}}{m_{\Pi} \omega_m I_d K_{\Pi}} = \frac{55,53}{6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 80 \cdot 0,02} = 18,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

23. Індуктивність згладжувального реактора

$$L_d = L_{d\Sigma} - L_{\text{я}} - 2L_a = 18,4 \cdot 10^{-3} - 8,56 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0,184 \cdot 10^{-3} = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

З каталогу вибираємо згладжувальний реактор типу СРОС - 63/05 на номінальний струм 100 А з індуктивністю $L_d = 16 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$ і активним опором обмотки $r_L = 40 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$.

24. Допустимий струм реактора на протязі 10 с при перевантаженні 150 %

$$I_{\text{п.доп}} = 2,5 \cdot I_L = 2,5 \cdot 100 = 250 \text{ А}.$$

Реактор витримає навантаження, тому що перевантаження двигуна ($I_{dH} = 200 \text{ А}$) менше за величиною і тривалістю.

25. Загальна індуктивність у колі випрямленого струму

$$L_{d\Sigma} = L_d + L_{\text{я}} + 2L_a =$$

$$= 16 \cdot 10^{-3} + 8,56 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,184 \cdot 10^{-3} = 24,93 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

26. Напруга на двигуні при мінімальній напрузі мережі та робочому струмі

$$U_{d\alpha\gamma} = \frac{0,9U_{2H}}{0,427} - \left(\frac{3}{\pi} x_a + 2r_{\text{тр}} + 2r_d + r_L \right) I_p - 2U_{T0} = \frac{0,9 \cdot 118,5}{0,427} -$$

$$- \left(\frac{3}{\pi} \cdot 0,0578 + 2 \cdot 0,0545 + 2 \cdot 0,00254 + 0,04 \right) \cdot 80 - 2 \cdot 1,15 = 233 \text{ В}.$$

Напруга $U_{d\alpha\gamma} > U_{dH}$, отже, випрямляч забезпечує заданий режим.

27. Оцінимо вплив кута комутації γ на типову потужність трансформатора для випадку максимальної напруги мережі

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{2x_a I_{dH}}{1,1U_{2H} \sqrt{6}} \right] - \alpha =$$

$$= \arccos \left[\cos 44,4^\circ - \frac{2 \cdot 0,0578 \cdot 80}{1,1 \cdot \sqrt{6} \cdot 118,5} \right] - 44,4 = 2,3^\circ.$$

У зв'язку з тим, що кут комутації γ малий, типова потужність трансформатора практично не змінюється.

28. Коефіцієнт потужності випрямляча з урахуванням втрат у середині випрямляча.

Втрати потужності у трансформаторі

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{xx}} + \Delta P_{\text{кз}} = 210 + 1100 = 1310 \text{ Вт}.$$

Втрати активної потужності в тиристорах

$$\Delta P_{\text{т}} = 6(I_{\text{а}} U_{\text{т0}} + I_{\text{ад}}^2 r_{\text{д}}) = 6(33,3 \cdot 1,15 + 58^2 \cdot 0,00254) = 281 \text{ Вт}.$$

Втрати активної потужності у згладжувальному реакторі

$$\Delta P_{\text{L}} = I_{\text{дн}}^2 r_{\text{L}} = 100^2 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 400 \text{ Вт}.$$

Загальні втрати потужності в середині випрямляча

$$\Delta P = \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{т}} + \Delta P_{\text{L}} = 1310 + 281 + 400 = 1781 \text{ Вт}.$$

Вхідний коефіцієнт потужності випрямляча при номінальному значенні напруги мережі

$$\lambda_{\text{н}} = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_{\text{д}} + \Delta P}{3U_{1\text{н}} I_1} = \frac{(17,6 + 1,781) \cdot 10^3}{2 \cdot 220 \cdot 32,7} = 0,898,$$

де

$$P_{\text{д}} = 0,8 P_{\text{дн}} = 0,8 \cdot 22 \cdot 10^3 = 17,6 \cdot 10^3 \text{ Вт},$$

а при максимальній напрузі мережі

$$\lambda_{\text{min}} = \frac{P_1}{S_{1\text{max}}} = \frac{P_{\text{д}} + \Delta P}{3U_{1\text{max}} I_1} = \frac{(17,6 + 1,781) \cdot 10^3}{3 \cdot 242 \cdot 32,7} = 0,816.$$

29. Коефіцієнт корисної дії при номінальній напрузі мережі

$$\eta = \frac{P_{\text{д}}}{P_1} = \frac{P_{\text{д}}}{P_{\text{д}} + \Delta P} = \frac{17,6 \cdot 10^3}{(17,6 + 1,781) \cdot 10^3} \cdot 100\% = 91\%.$$

Приклад 1.9. Розрахувати випрямляч, що живиться від джерела з прямокутною формою напруги (стабілізуючого перетворювача напруги з ШІМ) з наступними початковими даними: $U_{\text{м ср}} = 110 \text{ В}$; частота перетворювача $f_{\text{п}} = 10 \text{ кГц}$; $U_{\text{д}} = 5 \text{ В}$; $I_{\text{д}} = 10 \text{ А}$; $\varphi_{\text{min}} = 20^\circ$; $\varphi_{\text{max}} = 60^\circ$; температура навколишнього середовища $t_{\text{с}} = 45^\circ \text{С}$.

Розв'язання. 1. Максимальна та мінімальна щільність імпульсів

$$Q_{\max} = \frac{180^\circ}{180^\circ - \varphi_{\max}} = \frac{180^\circ}{180^\circ - 60^\circ} = 1,5;$$

$$Q_{\min} = \frac{180^\circ}{180^\circ - \varphi_{\min}} = \frac{180^\circ}{180^\circ - 20^\circ} = 1,125.$$

2. У зв'язку з тим, що на виході випрямляча низька напруга, вибираємо однофазну схему з середньою точкою (рис. 1,72,а). З табл. 1.5 знаходимо

$$I_a = 0,5I_d = 0,5 \cdot 10 = 5 \text{ А};$$

$$U_{\text{зв max}} = 2Q_{\max}U_{d0} = 2 \cdot 1,5 \cdot 1,1U_d = 2 \cdot 1,5 \cdot 1,1 \cdot 5 = 16,5 \text{ В},$$

$$\text{де } U_{d0} \approx 1,1U_d; I_{\text{прі}} = I_d = 10 \text{ А}.$$

3. Вибираємо кремнієвий діод типу 2Д213А, що має $I_{\text{прі}} = 10 \text{ А};$

$$U_{\text{пр}} = 1 \text{ В}; U_{\text{зв max доп}} = 200 \text{ В} > U_{\text{зв max}}; I_{\text{прі max}} = 100 \text{ А} > I_{\text{прі}}.$$

4. Для тороїдального магнітопроводу з матеріалу марки 50НП при $f_{\Pi} = 10 \text{ кГц}$ вибираємо індукцію $B_m = 1 \text{ Тл}.$

5. Опір обмоток трансформатора, зведений до фази вторинної обмотки,

$$r_T \approx K_r \frac{U_d}{I_d f_{\Pi} B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_{\Pi} B_m}{U_d I_d}} = 6,6 \frac{5}{10 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1}{5 \cdot 10}} = 0,0012 \text{ Ом},$$

де $s = 1$ — число стрижнів трансформатора, на яких є обмотки;

$K_r = 6,6$ — коефіцієнт, залежить від схеми випрямляча (табл. 1.5).

6. Спад напруги на активному опорі трансформатора

$$\Delta U_r = I_d r_T = 10 \cdot 0,0012 = 0,024 \text{ В}.$$

7. Вибираємо орієнтовне значення спаду напруги на дроселі фільтра ΔU_L

: для потужностей $P_d = (30 \dots 100) \text{ Вт}$ $\Delta U_L = (0,05 \dots 0,035)U_d$, тому для

$$P_d = I_d U_d = 5 \cdot 10 = 50 \text{ Вт} \text{ вибираємо } \Delta U_L = 0,04 \cdot U_d = 0,04 \cdot 5 = 0,2 \text{ В}.$$

8. Випрямлена напруга на холостому ході

$$U_{d0} = U_d + \Delta U_r + U_{\text{пр}} + \Delta U_L = 5 + 0,024 + 1 + 0,2 = 6,224 \text{ В}.$$

9. Уточнюємо значення зворотної напруги на діоді

$$U_{\text{зв}} = 2QU_{d0} = 2 \cdot 1,5 \cdot 6,224 = 18,7 \text{ В} < U_{\text{зв max доп}}.$$

10. Найбільше діюче значення ЕРС на вторинній обмотці трансформатора

$$E_2 = U_{d0} \sqrt{Q_{\max}} = 6,224 \cdot \sqrt{1,5} = 7,6 \text{ В}.$$

11. Найбільше діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{I_d}{2} \sqrt{\frac{Q_{\min} + 1}{Q_{\min}}} = \frac{10}{2} \sqrt{\frac{1,125 + 1}{1,125}} = 6,9 \text{ А}.$$

12. Визначаємо мінімальну індуктивність дроселя фільтра

$$L_{\min} = U_d M_L / f_n I_d = 5 \cdot 0,14 / (10 \cdot 10^3 \cdot 10) = 7 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

де M_L — коефіцієнт, що залежить від кута φ ; $M_L = 0,05$ для $\varphi = 20^\circ$;

$M_L = 0,09$ для $\varphi = 40^\circ$; $M_L = 0,14$ для $\varphi = 60^\circ$; $M_L = 0,17$ для $\varphi = 80^\circ$;

$M_L = 0,22$ для $\varphi = 100^\circ$.

13. Потужність, що втрачається в одному діоді,

$$P_{\text{пр ср}} \approx U_{\text{пр}} I_a = 1 \cdot \frac{10}{2} = 5 \text{ Вт}.$$

Радіатор для діодів розраховуємо за відомою методикою.

14. Коефіцієнт трансформації

$$K_T = U_{d0} / U_{\text{м ср}} = 6,224 / 110 = 0,0566.$$

15. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = K_T I_d / \sqrt{Q_{\min}} = 0,0566 \cdot 10 / \sqrt{1,125} = 0,53 \text{ А}.$$

16. Коефіцієнт пульсацій на вході фільтра за першою гармонікою

($m_n = 2$; $q = 1$) знаходимо з виразу (1.269) для $\varphi = 60^\circ$

$$K_n = \frac{4 \cdot 1,5 \cdot \sin 1 \cdot 2 \cdot (90^\circ - 30^\circ)}{\pi \cdot 1 \cdot 2} = 0,83 \text{ (83\%)}.$$

Контрольні запитання

1. Які елементи вміщує структурна схема керованого випрямляча?
2. Зобразити часові діаграми струмів і напруг при активному навантаженні в однофазній схемі з середньою точкою.
3. Зобразити часові діаграми струмів обмоток трансформатора в однофазному мостовому випрямлячі.
4. Який режим роботи випрямляча зветься режимом переривчастого струму навантаження?
5. У чому переваги мостового випрямляча у порівнянні з схемою з середньою точкою?
6. У якій схемі випрямлення однофазної напруги краще використовуються вентилі: а) за зворотною напругою; б) за анодним струмом?

7. Що таке типова потужність трансформатора? Чому її величина перевищує потужність навантаження?
8. Поясніть причини виникнення потоку вимушеного намагнічування осердя трансформатора односпрямованим потоком у випрямлячах: а) однофазної напруги; б) трифазної напруги.
9. Коли раціональне застосування випрямляча трифазного струму з зрівнювальним реактором?
10. Коли раціонально застосування трифазного мостового випрямляча?
11. Що таке зовнішня характеристика випрямляча і що вона визначає?
12. Зобразити і пояснити часові діаграми струмів і напруг однофазного мостового випрямляча при його роботі на: а) активно-ємнісне навантаження; б) активно-індуктивне навантаження.
13. Що таке «кут відсічки» струму? Як змінюється відношення $I_a / I_{a \max}$ при вмиканні ємнісного фільтра на виході випрямляча?
14. Чому зовнішня характеристика випрямляча з фільтром більш крута, чим без фільтра?
15. Від якого моменту часу відраховується кут керування α та чому?
16. Які нові якості притаманні керованому випрямлячу у порівнянні з некерованим?
17. Що визначає регульовальна характеристика керованого випрямляча? У якому діапазоні треба змінювати кут керування α для зміни випрямленої напруги від максимальної до нуля?
18. У чому відміна релейного способу керування випрямленої напруги від фазового?
19. Що таке кут комутації?
20. Напишіть узагальнене рівняння зовнішньої характеристики випрямляча.
21. Як впливає режим переривчастого випрямленого струму на зовнішні та регульовальні характеристики випрямляча?
22. До якого еквівалентного режиму можна звести режим роботи випрямляча на навантаження з ємнісним фільтром?
23. Які номери гармонік є у первинних струмах випрямлячів?
24. Які номери гармонік є у випрямленій напрузі випрямляча?
25. Дати визначення ККД випрямляча.
26. Дати визначення коефіцієнта потужності випрямляча.
27. У чому відміна вхідного струму випрямляча з широтно-імпульсним регулюванням від вхідного струму випрямляча з фазовим регулюванням (відстаючим або випереджаючим)?

28. Чому дорівнює коефіцієнт потужності випрямляча з примусовим формуванням кривої первинного струму?
29. Для чого потрібний нульовий діод у випрямлячі?
30. Які якості притаманні несиметричним мостовим схемам?
31. Для чого застосовується ступеневе регулювання вторинної напруги трансформатора в випрямлячі?
32. Який спосіб керування зветься почерговим?
33. Для чого застосовуються зустрічно-паралельні вентиля у первинних обмотках трансформатора?
34. За рахунок чого поліпшується коефіцієнт потужності у випрямлячах з коректором коефіцієнта потужності?
35. Які особливості роботи випрямлячів, що живляться від джерела напруги прямокутної форми?
36. Чи можливо застосування ємнісних фільтрів, що живляться від джерела напруги прямокутної форми з паузою на нулі?

ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

2.1. КЛАСИФІКАЦІЯ ДЖЕРЕЛ ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Джерела вторинного електроживлення (ДВЕЖ) електронної апаратури залежно від призначення забезпечують зміну рівня вхідної напруги, випрямлення, інвертування, стабілізацію, фільтрацію, захист або комбінацію цих функцій. У зв'язку з різницею призначення, умов експлуатації і широким діапазоном параметрів електронної апаратури ДВЕЖ повинні забезпечувати широкий діапазон варіювання своїх параметрів.

ДВЕЖ можна класифікувати за наступними основними характеристиками.

1. За видом вхідної електроенергії такі, що працюють: від мережі змінного струму (одно- або трифазного); від мережі постійного струму; від мереж змінного і постійного струмів.

2. За вихідною потужністю: мікропотужні $P_{\text{вих}} \leq 1 \text{ Вт}$; малої потужності $P_{\text{вих}} = 1 \dots 10 \text{ Вт}$; середньої потужності $P_{\text{вих}} = 10 \dots 100 \text{ Вт}$; підвищеної потужності $P_{\text{вих}} = 100 \dots 1000 \text{ Вт}$; великої потужності $P_{\text{вих}} \geq 1000 \text{ Вт}$.

3. За видом вихідної електроенергії: з вихідною напругою змінного струму (одно- або трифазного); з вихідною напругою постійного струму; комбіновані (з вихідними напругами змінного та постійного струмів).

4. За номінальним значенням вихідної напруги $U_{\text{вих}}$: низької $U_{\text{вих}} < 100 \text{ В}$; середньої $U_{\text{вих}} = 100 \dots 1000 \text{ В}$; високої $U_{\text{вих}} > 1000 \text{ В}$. Джерела живлення з рівнем вихідної напруги більше 1000 В називають високовольтними. У цих джерелах робочі ланцюги знаходяться під по-

тенціалом відносно «землі» вище робочої напруги і в цьому випадку такі джерела називають високопотенціальними.

5. За стабільністю напруги на навантаженні: нестабілізуючі та стабілізуючі. Стабілізуючі джерела електроживлення забезпечують стабільність вихідної напруги (струму) на заданому рівні при дії дестабілізуючих факторів (зміни вхідної напруги, вихідного струму, температури навколишнього середовища, а також під впливом іонізуючих випромінювань, часу безперервної роботи, вологості навколишнього повітря, механічної дії). Вони мають у своєму складі стабілізатор напруги (струму): параметричний, компенсаційний, комбінований.

6. За принципом регулювання (стабілізації): безперервний (лінійний); імпульсний (ключовий).

7. За допустимим відхиленням номіналу вихідної напруги (рівню нестабільності): низької точності ($>5\%$); середньої точності ($1 \dots 5\%$); високої точності ($0,1 \dots 1\%$); прецизійні ($<0,1\%$).

8. За рівнем пульсацій (змінної складової) вихідної напруги постійного струму: малий рівень ($<0,1\%$); середній рівень ($0,1 \dots 1\%$); великий рівень ($>1\%$).

9. За числом виходів: одноканальні (один вихід) та багатоканальні (два і більше).

На рис.2.1 наведені типові структурні схеми джерел живлення, які вміщують наступні функціональні вузли: трансформатор TV , випрямляч B , згладжувальний фільтр Φ , стабілізатор напруги C , датчик напруги (подільник напруги $ДН$, заводозахисний фільтр $ЗЗ\Phi$, регульований інвертор IP , нерегульований інвертор I).

Трансформатор на вході ДВЕЖ (рис. 2.1, *a*, *б*) розраховується на частоту струму системи електропостачання. Такі схеми використовуються при малій вихідній потужності, тому що трансформатор при роботі на частоті струму мережі має підвищені габаритні розміри та масу.

У схемах рис. 2.1, *в*, *г*, *д*, *е* у вихідних колах використовуються вузли $ЗЗ\Phi$ (заводозахисні фільтри), які здійснюють фільтрацію високочастотних завад як з боку мережі, так і з боку інвертора в мережу.

У схемах рис. 2.1, *в*, *г* застосовується інвертор, що регулює вихідну напругу джерела за сигналом зворотного зв'язку з датчика напруги $ДН$. У схемі рис. 2.1, *д* інвертор I виконує лише функцію перетворення постійного струму в змінний, а стабілізацію напруги здійснює стабілізатор

С за сигналом зворотного зв'язку з трансформатора (від додаткової обмотки).

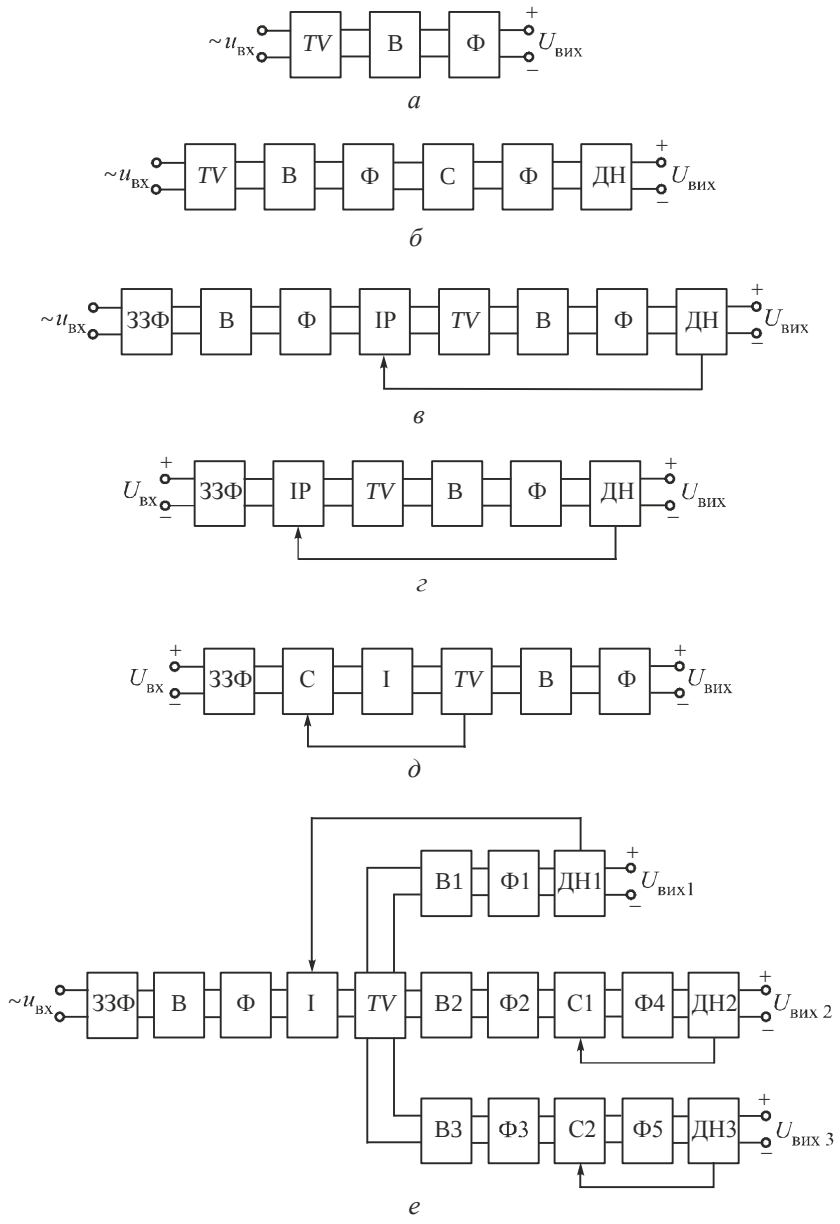


Рис. 2.1
242

На рис.2.1,е наведена схема багатоканального ДВЕЖ. Зворотний зв'язок на регулювальний інвертор може бути поданий тільки з одного входу, тому інші канали при необхідності стабілізації їх вихідних напруг повинні бути обладнані вузлами стабілізації С1 і С2. Зворотний зв'язок на інвертор звичайно подається з виходу каналу, розрахованого на більший струм.

Випрямлячами у ДВЕЖ можуть бути випрямлячі однофазного та трифазного струмів з різною реакцією навантаження (див. розділ 1).

2.2. ЗАГАЛЬНІ ВИМОГИ ДО ДЖЕРЕЛ ВТОРИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

ДВЕЖ електронної апаратури характеризується наступними основними параметрами:

- показниками надійності роботи;
- значенням та відхиленням напруги та струму вхідної мережі;
- значеннями, нестабільністю і пульсацією вихідної напруги при дії дестабілізуючих факторів;
- наявністю захисту при аварійних режимах;
- коефіцієнтом корисної дії;
- габаритними розмірами та масою.

Степінь важливості окремих показників визначається конкретним типом навантаження та умовами експлуатації, але для будь-якого джерела надійність роботи є його важливішою характеристикою. Вона оцінюється часом наробки на відмову та імовірністю безвідмовної роботи. Вибір показників надійності визначається призначенням електронної апаратури. Так, найбільшу наробку на відмову повинна забезпечити апаратура, що розміщується на об'єктах, що не обслуговуються (космічні апарати, буї і т.п.). Найбільша імовірність безвідмовної роботи вимагається від електронної апаратури, функціонування якої на протязі заданого (порівняно невеликого) часу повинно бути гарантовано. До таких об'єктів відносяться медична апаратура, ракетна техніка та т.п. Наробка на відмову окремих складових частин (функціональних вузлів) ДВЕЖ звичайно знаходиться в межах $(50...100) \cdot 10^3$ год, а на-

робка на відмову ДВЕЖ в межах $(20...70) \cdot 10^3$ год. Імовірність безвідмовної роботи ДВЕЖ та їх функціональних вузлів складає приблизно 0,95 за 1000 год безперервної роботи.

Значення пульсацій вихідної напруги ДВЕЖ визначає її електромагнітну сумісність з навантаженням. Електронна апаратура, виконана на цифрових компонентах, пред'являє помірні вимоги до пульсацій ДВЕЖ. Так, для живлення цифрових мікросхем допустима напруга постійного струму з змінною складовою не більше 1%. Для аналогової апаратури в більшості випадків допустима пульсація $(0,1...0,2) \%$ від рівня вихідної напруги.

Зміна вхідного струму ДВЕЖ при динамічному характері навантаження визначає можливість його електромагнітної сумісності з системою електропостачання, особливо з системою обмеженої потужності. Рівень електромагнітних завад з боку ДВЕЖ у систему електропостачання в суттєвому степені залежить від значення реактивної складової вхідного струму, а при комутації змінного струму також від миттєвого значення вхідної напруги. Застосування вхідного фільтра зменшує пульсації на вході ДВЕЖ як з боку системи електропостачання, так і з боку самого джерела. Завади від ДВЕЖ не повинні перевищувати значень, встановлених у нормативно технічній документації.

Нестабільність вихідної напруги стабілізуючого ДВЕЖ до 2% від номінальної напруги для багатьох видів навантажень може бути прийнятною. В окремих випадках вимоги можуть бути більш жорсткими і відхилення напруги від номінальної не повинно перевищувати 1%. Найбільший вплив на нестабільність вихідної напруги виявляють діапазони зміни температури навколишнього середовища та вхідного струму. При імпульсному характері та широкому діапазоні зміни струму, що споживається навантаженням, забезпечення вимог за нестабільністю вихідної напруги може викликати значне ускладнення схеми та конструкції. Нестабільність вихідної напруги на протязі заданого проміжку часу (наприклад, на протязі 24 год) може бути задана не більше 0,02 %.

Нестабільність вихідної напруги високовольтних ДВЕЖ повинна забезпечуватися не тільки схемними, але і конструктивно-технологічними мірами. Це викликано тим, що наявність високої напруги є передумовою для збільшення струмів витоку. У малопотужних

пристроях під дією дестабілізуючих факторів (у першу чергу — підвищеної вологості) струми витоку можуть бути порівняні з вихідним струмом, що призводить до зміни вихідної напруги.

В аварійних режимах ДВЕЖ повинна забезпечувати: електричний захист навантаження від перевищення допустимого рівня вихідної напруги; самозахист від перевантаження або короткого замикання в навантажувальному колі, а також від перенапруг на виході.

Обов'язковим є гальванічне розв'язання вихідних кіл ДВЕЖ і первинного джерела.

Коефіцієнт корисної дії ДВЕЖ визначається сполученням вихідних напруги і струму. При однаковій вихідній потужності ДВЕЖ з більш високою вихідною напругою, як правило, мають більш високий ККД. Проте в малопотужних ДВЕЖ високої напруги (наприклад, джерелах електроживлення електронно-променевих трубок) одержання високого ККД утруднено, тому що режим їх роботи близький до режиму холодного ходу. У ДВЕЖ з великими вихідними струмами ККД визначається в основному потужністю теплових втрат і можливістю її відводу від джерела при заданих умовах охолодження та конструктивному виконанні. У низьковольтних ДВЕЖ ККД звичайно складає при безперервному перетворенні 45...55 %, при імпульсному перетворенні 75...80 %. У джерелах високої напруги при вихідній потужності до 1кВт оптимальний ККД складає приблизно 55...70% .

Технічні вимоги до характеристик ДВЕЖ повинні виконуватися в заданих умовах експлуатації електронної апаратури. Ці умови визначаються призначенням апаратури, в якій використовуються джерела, та можуть суттєво розрізняватися. Якщо електронна апаратура розміщується в опалюваному приміщенні, то вона розраховується на температуру навколишнього середовища від +5 до +40°C, атмосферний тиск не нижче 460 мм рт. ст. і відносну вологість повітря 95 % при температурі 30°C. Якщо електронна апаратура розміщується на рухомих носіях (колісних і гусеничних самоходах), то діапазон зміни температури розширюється від -50 до +65°C, а відносна вологість повітря підвищується до 98...100 %.

ДВЕЖ повинні витримувати циклічну зміну температури навколишнього середовища. Особливо критичні до такого режиму герметизуючі конструкції, а також пристрої високої напруги, для

конструкції яких характерна велика товщина шару ізолювального компаунду. Значний перепад температур звичайно має місце при підніманні і наступному спуску апаратури. Так при підніманні на висоту більше 9000м температура навколишнього середовища за короткий час досягає -60°C . При експлуатації у складі літакової апаратури джерела електроживлення повинні зберігати працездатність в умовах атмосферного тиску 5 мм рт. ст.

До ДВЕЖ електронної апаратури пред'являються також вимоги стійкості до дії проникної радіації. У цьому випадку треба враховувати оборотні і необоротні зміни, що відбуваються у напівпровідникових структурах, конденсаторах, електромагнітних компонентах та ін. Найбільш критичним параметром для високовольтної конструкції ДВЕЖ є опір ізоляції. При густині потоку нейтронів $10^{11} \text{ см}^2 \cdot \text{с}^{-1}$ і потужності дози γ - випромінювання 10^3 Р/с опір ізоляції може зменшуватися на декілька порядків.

Конструкції ДВЕЖ (крім допустимих значень маси і об'єму) повинні забезпечувати заданий температурний режим, рівень технологічності, рівень уніфікації, рівень мініатюризації, а також зручність обслуговування та безпеку роботи обслуговуючого персоналу.

2.3. ДЖЕРЕЛА ПЕРВИННОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Показники джерел електроживлення в значній мірі визначаються їх електричною та конструктивною сумісністю з системою електропостачання, вихідна напруга якої є вхідною для ДВЕЖ. Якщо джерела електроживлення є складовою частиною стаціонарної електронної апаратури, то в якості системи електропостачання використовується стаціонарна промислова мережа напругою 380/220 В і частотою 50 Гц.

2.3.1. Системи автономного електроживлення

При розміщені електронної апаратури на рухомому носії повинна бути забезпечена сумісність джерел електроживлення з системою автономного електропостачання (САЕП) з транспортним засобом. При цьому може використовуватися акумуляторна батарея транспортного засо-

бу для роботи у буферному режимі з САЕП або генератор транспортного засобу в якості САЕП.

До системи автономного електропостачання пред'являються наступні вимоги: забезпечення заданими значеннями напруг і потужності постійного і змінного струмів, стабільність вихідних напруг, безперебійність електропостачання, висока наробка на відмову, можливість розташування у безпосередній близькості до джерел електроживлення, мінімальний час готовності до роботи, мінімальна витрата палива.

САЕП у різних видах електронної апаратури мають схожі структурні схеми, які відрізняються видом приводного двигуна, вихідними потужністю і напругою, способом підключення джерел електроенергії, числом каналів і способом їх перемикання, конструкторським виконанням. Найбільш розповсюдженими на тепер є САЕП, побудовані за схемою генератора змінного струму стабільної частоти з відбором потужності від двигуна транспортного засобу, а також вбудовані електроагрегати з бензиновими, дизельними, газотурбінними та іншими двигунами.

Довговічність, стабільність параметрів генерованого струму та інші важливіші характеристики САЕП багато в чому визначаються типом приводного двигуна, який повинен працювати на паливі, ідентичному паливу двигунів транспортних засобів.

У САЕП електронної апаратури рухомих об'єктів зв'язку застосовуються в основному бензинові електроагрегати потужністю 0,5...8 кВт, напругою 30 і 230 В змінного струму та частотою 400 Гц.

У меншому степені розповсюджені САЕП постійного струму. Всі електроагрегати забезпечують електроенергією електронну апаратуру як на стоянці, так і при русі автошасі. Час безперервної роботи САЕП не менше 24 год з дозаправкою паливом.

Для апаратури середньої і великої споживаної потужності та при роботі групи рухомої електронної апаратури в якості джерел електроенергії застосовуються в основному автомобільні та причіпні електростанції. Автомобільні електростанції здійснюють тривале електропостачання на стоянці. Причіпні електростанції використовують для тієї електронної апаратури, до якої не пред'являються вимоги по безперебійності електропостачання. Випускаються такі електростанції

трифазного струму частотою 50 або 400 Гц, потужністю 8...(2×100) кВт і напругою 400 або 230 В.

Основним недоліком розглянутих САЕП є велике споживання електроенергії за постійним струмом при запуску; ненадійний запуск при температурі -50°C ; велика витрата палива; малий ресурс; критичність до марки палива.

Для усунення відмічених недоліків провадиться удосконалення силових установок по шляху створення приводного двигуна вільно-поршневого типу. Рухома частина такого двигуна здійснює зворотно-поступальний рух, що перетворюється потім в обертальний за допомогою гідромотора. В якості джерела електроенергії може бути використаний електричний генератор будь-якого типу. Силова установка з вільно-поршневим двигуном і гідромотором має наступні переваги: суттєво більшу довговічність; підвищений ККД; зменшений розхід палива; меншу масу, віднесену до потужності. Крім того, вільно-поршневий двигун з гідромотором має мінімальну температуру пуску без підігріву -50°C , що забезпечує запуск агрегату в жорстких умовах експлуатації виробу. Важливим експлуатаційним параметром є також некритичність до виду застосованого палива.

2.3.2. Хімічні джерела струму

У хімічних джерелах струму хімічна енергія закладених у них активних речовин безпосередньо перетворюється в електричну енергію при протіканні електрохімічних реакцій. До таких джерел відносяться гальванічні елементи, активні матеріали яких (електроліти та електроди) використовуються одноразово. Гальванічні елементи звичайно об'єднуються в батареї.

Найбільш розповсюдженими сухими елементами є марганцево-цинкові (МЦ) гальванічні елементи. Вони працюють у широкому діапазоні температур і мають малий внутрішній опір (0,1...10 Ом). При збільшенні струму розряду ємність (кількість електрики в ампер-годинах (А·год), яку хімічне джерело струму може віддати при розряді від початку розряду до його кінця — коли джерело вважається розрядженим) зменшується, а при підвищенні температури електроліту ємність спочатку збільшується, а потім зменшується.

Ртутно-цинкові (РЦ) елементи відрізняються високою стабільністю ЕРС, яка на протязі року змінюється на 0,2%. Внутрішній опір значно вищий у порівнянні з марганцево-цинковими елементами. Ртутно-цинкові елементи відрізняються від інших хімічних джерел струму найбільшою питомою ємністю на одиницю об'єму. До недоліків ртутно-цинкових елементів слід віднести низьку працездатність при негативних температурах.

Марганцево-цинкові елементи з лужним електролітом випускаються з ємністю від 0,06 до 11,2 А·год на струм відповідно від 0,3 до 270 мА.

На відміну від гальванічних елементів акумулятор може використовуватися багатократно за рахунок відновлення хімічної енергії речовини зарядом (пропусканням електричного струму в напрямку, протилежному напрямку струму при розряді). Застосування знаходять наступні типи акумуляторів і складених з них батарей: свинцево-кислотні; нікелево-кадмієві (*Ni-Cd*); нікелево-залізні (*Ni-Fe*); нікелево-цинкові (*Ni-Zn*); цинково-хлорні *Zn-Cl₂*); цинково-бромні (*Zn-Br₂*); нікелево-металогідридні (*Ni-MH*); натрієво-сіркові (*NaS*); натрієво-нікельхлоридні (*Na-NiCl*); літієво-залізосульфідні (*LiAl-FeS*).

У табл. 2.1 наведені основні показники зазначених вище акумуляторів.

Свинцево-кислотні акумулятори мають малий внутрішній опір (порядку соті частини ома), що при ємностях декілька ампер-годин дає можливість одержати в імпульсному режимі дуже великі струми, але, з іншого боку, робить дуже небезпечним коротке замикання акумулятора, при цьому можуть пожолобитися пластини та спостерігатися випадання активної маси. До недоліків кислотних акумуляторів відносяться: недостатня міцність, шкідливі випарування, підвищена чутливість до коротких замикань та перевантажень. Кислотні акумулятори не можна розміщувати в середині апаратури або в одній упаковці з нею, тому що випаровування акумулятора шкодять деталям апаратури.

З табл. 2.1 видно, що за техніко-економічними показниками доцільно використовувати лужні акумулятори: нікелево-кадмієві, нікелево-залізні, нікелево-цинкові, натрієво-нікельхлоридні.

Таблиця 2.1

Тип джерела струму	Питома енергія (Вт·Г/кг)	Питома потужність (Вт/кг)	Номінальна напруга одного елемента (В)	Кількість циклів заряду-розряду
Свинцево-кислотні	30–60	150	2	250–500
Нікелево-кадмієві	40–300	210	1,2	800–2000
Нікелево-залізні	50–200	140	1,2	500–1100
Нікелево-цинкові	60–200	200	1,2	500
Нікелево-металевогідридні	50–200	100–140	1,2	800–2000
Цинково-бромні	65–75	138	1,8	200–400
Цинково-хлорні	113	60	2,1	200
Натрієво-сіркові	70–200	100–150	1,6	900
Натрієво-нікельхлоридні	130	100	1,6	1000
Літійєво-залізосульфідні	130	240	2,55	1000
Літійєво-алюмінієві	180	140	2,55	1000

Звичайні акумулятори, у тому числі і нікелево-кадмієві, перед зарядом треба повністю розрядити, інакше їх характеристики погіршуються. У нікелево-металогідридних (*Ni-MH*) акумуляторів відсутній «ефект пам'яті», їх можна підзаряджати в будь-який момент часу без погіршення параметрів. У цьому їх основна перевага і причина використання їх в якості буферного джерела живлення в ЕОМ, де вони можуть працювати безперервно на протязі 10 років і більше з безперервним підзарядом під час ввімкненого стану ЕОМ. При цьому кількість циклів «ввімкнення - вимкнення» ЕОМ («зарядка - розрядка» акумулятора) на порядок і більше перевищує гарантоване значення, а напруга акумуляторної батареї знаходиться в межах, що забезпечує стійку роботу електронної апаратури.

Літійєві акумулятори мають високу і стабільну напругу під навантаженням, малий внутрішній опір. Вони допускають роботу при низьких температурах навколишнього середовища.

Натрієво-сіркові (*NaS*) акумулятори відносяться до високотемпературних і є перспективними високоенергетичними акумуляторами. Кон-

структивно натрієво-сірковий акумулятор представляє собою посудину, в якій знаходиться електролітна керамічна трубка, заповнена рідким натрієм, навколо трубки розплав сірки з вуглецем. Функціонування цієї електрохімічної системи засновано на проникності керамічного електроліту для іонів натрію, електронів і нейтральних частинок. Батареї практично не потребують обслуговування, за винятком розігріву до робочих температур при введенні в експлуатацію. Батареї мають високоефективне термостатування і зберігають робочу температуру на протязі 48 годин. Якщо за цей час батарея не використовувалася, то є необхідність у примусовому розігріві. Фактор безпеки батарей є достатньо суттєвим, тому що висока температура та наявність високоактивних (натрій) і токсичних (розплав сірки) компонентів створюють потенційні передумови експлуатаційних аварій.

2.3.3. Деякі інші джерела живлення

Морські батареї (гідронні)

Морські батареї призначені для живлення електронної апаратури, що використовується для океанографічних досліджень. Анод такого елемента виконаний з магнію, алюмінію або літію, інертний катод — із сталі або нікелю, електролітом служить морська вода. У процесі роботи втрачається матеріал анода (саморозчиняється), що визначає термін служби джерела струму. ЕРС гідронних елементів складає 0,3...0,7 В, що потребує застосування підвищувальних перетворювачів напруги. Вони мають тривалий строк дії (від декількох місяців до кількох років).

Сонячні батареї

Сонячні батареї використовують для перетворення енергії сонячного випромінювання в електричну енергію. Сонячні елементи є напівпровідниковими приладами великої площі з неглибоким $p-n$ - переходом. Вони виготовляються на основі кристалічного або аморфного кремнію. Питома вартість елемента на основі кристалічного кремнію вище у порівнянні з елементом на основі аморфного кремнію, але останній має менший ККД і гірші експлуатаційні можливості. З метою зменшення частки відбитого світла на лицьову поверхню кремнієвої пластини наносять оптично освітлювальний шар, наприклад, двооксиду

кремнію, або полімерний рельєфний шар для забезпечення ефективного поглинання світла в напівпровіднику при великих кутах падіння. Іншим способом вирішення цієї задачі є формування на поверхні комірчастої призматичної структури шляхом рельєфного травлення або надання поверхні кремнію бархатистої структуру шляхом спеціального травлення. Омічні контакти та струмознімальні шини розташовують звичайно з протилежних боків пластини. При цьому для зменшення затемнювання напівпровідника та збільшення перерізу струмознімальних шин останні розміщуються у попередньо протравлені канавки. Конфігурація кремнієвих пластин вибирається або у вигляді круглої форми, або з відрізними краями (у вигляді псевдо квадрата) для збільшення густини заповнення при компонуванні панелі.

В умовах освітлення спостерігається деградація сонячних елементів, для зниження якої елементи покривають шаром захисного скла. Скло закріплюється до елементів за допомогою клею, стійкого до ультрафіолетового проміння. Іноді використовують сонячні елементи з інтегрованим захисним покриттям з кварцового або сапфірного скла. Таке захисне покриття вміщує антивідбивний шар на фронтальній поверхні елемента. Для досягнення кращих характеристик температуру сонячних елементів треба підтримувати по можливості низькою.

Серійні сонячні елементи мають струм короткого замикання $I_{\text{кз}} = 20 \dots 25 \text{ А/см}^2$ і напругу холостого ходу $U_{\text{хх}} = 0,5 \dots 0,55 \text{ В}$; коефіцієнт корисної дії 11...15 %.

З метою збільшення вихідної напруги елементи, узгоджені за струмом, з'єднують послідовно. Для забезпечення потрібного струму елементи, узгоджені за напругою, з'єднують паралельно.

Механічна міцність панелей забезпечується застосуванням міцного скла для кріплення кремнієвих пластин і профільної металеві рамки. Герметизація здійснюється звичайно кліматостійкими полімерними термосплавами. У всіх варіантах конструкції герметиком заповнюються також і проміжки між кремнієвими пластинами та склом. Конкретні матеріали панелі (метал, скло, герметик) та технологічні режими її виготовлення вибираються з урахуванням конкретних вимог за умовами експлуатації.

У більшості випадків сонячні батареї використовуються разом з акумуляторами, які заряджуються при наявності освітлення. Між со-

нячною батареєю, яка працює в буферному режимі, та акумулятором вмикається роздільний діод, що захищає акумулятор від розряду на сонячну батарею при недостатній освітленості.

2.4. ДЖЕРЕЛА БЕЗПЕРЕБІЙНОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

Деяка електронна апаратура або інші споживачі повинні забезпечуватися електроенергією без перерви на протязі заданого часу. Залежно від тривалості цього часу та потрібної потужності застосовуються різні джерела безперебійного електропостачання (живлення) (*UPS — Uninterruptable Power Supply*). Джерелом (електронним) безперебійного живлення (ДБЖ) зветься сукупність напівпровідникових перетворювачів і накопичувача електроенергії, які забезпечують безперервне електропостачання споживача при виході за задані параметри основної мережі живлення. Залежно від роду вихідного струму розрізняють ДБЖ змінного або постійного струму. Найбільш широке застосування мають ДБЖ змінного струму.

Вимоги по узгодженню ДБЖ з навантаженням регламентують параметри якості електроенергії на виході джерела. До таких вимог відносяться: значення, нестабільність і пульсації вихідної напруги; діапазон змін вихідного струму; значення і нестабільність частоти вихідного струму. Особливість навантаження потребує від ДБЖ збереження заданого значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги для лінійного та нелінійного навантажень.

Вплив ДБЖ на мережу визначає вимоги до якості електроенергії на його вході. Ці вимоги регламентують коефіцієнт потужності на вході ДБЖ та коефіцієнт гармонік споживаного їм струму.

Найбільш розповсюдженими структурними схемами ДБЖ є: з постійним живленням навантаження (*on-line*) (рис.2.2,*а*); з ввімкненням ДБЖ при виході параметрів мережі за номінальні (*off-line*) (рис. 2.2,*б*); з живленням навантаження через регулятори якості електроенергії та перемиканням живлення навантаження на ДБЖ при виході параметрів мережі за норму (*line interactive*) (рис.2.2,*в*).

У схемі рис. 2.2,*а* навантаження постійно одержує живлення від ДБЖ. При цьому якість електроенергії визначається інвертором І, який

живиться від випрямляча В. При зникненні напруги в мережі електроенергія надходить від акумуляторної батареї АБ через інвертор І. Для виводу в ремонт ДБЖ при короткочасних перевантаженнях і різних аварійних випадках може бути використана обвідна мережа змінного струму резервного джерела живлення. ДБЖ може забезпечувати безперебійне електропостачання споживача електроенергією високої якості. Короткочасні провали напруги на шинах споживача повністю виключаються за рахунок автоматичного вводу в роботу АБ, що працює в режимі «гарячого» резерву. Недоліком такого ДБЖ є подвійне перетворення електроенергії, а отже, зменшення надійності та ККД.

У схемі рис. 2.2,б постійне електропостачання здійснюється від мережі змінного струму. При зміні параметрів відбувається ввімкнення інвертора І, що працює у черговому режимі. Час ввімкнення залежить від інерційності датчиків напруги мережі та часу перемикавання навантаження від мережі на інвертор. При застосуванні безінерційних датчиків і статичних комутаційних ключів S1 і S2 цей час може не перевищувати половини періоду напруги мережі. Такий ДБЖ має меншу вартість у порівнянні з першою структурою. Якість електропостачання визначається якістю електроенергії в мережі. Крім того, перемикавання навантаження від мережі на інвертор вимагає часу, який може виявитися для споживача неприпустимим.

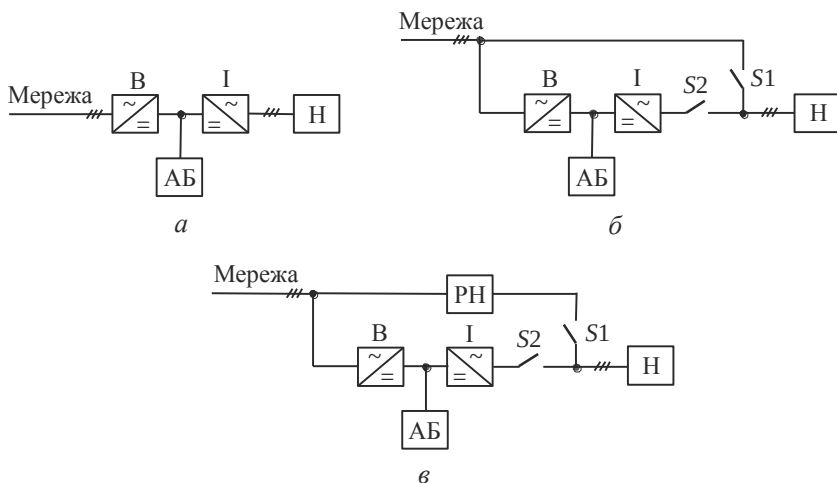


Рис. 2.2

На відміну від схеми рис. 2.2,б у схемі рис. 2.2,в забезпечується стабілізація напруги мережі при її незначному відхиленні від заданих величин. Звичайно тривале відхилення вхідної напруги не повинно перевищувати 15...20% номінального значення. З цією метою вмикається регулятор напруги РН. Перехід на живлення від АБ відбувається практично при зникненні напруги мережі. У такій структурі підвищується надійність системи за рахунок постійного функціонування інвертора та забезпечується перехід навантаження від мережі на інвертор практично без значної зміни напруги. Така структура забезпечує живлення споживача від мережі з регулятором напруги. При зникненні напруги мережі живлення споживача здійснюється від інвертора.

ДБЖ використовуються для безперебійного живлення найбільш критичних до зникнення електроенергії засобів зв'язку та автоматики, наприклад, крупних аеропортів і атомних електростанцій, комп'ютерів, засобів керування та інших споживачів.

2.5. ТРАНЗИСТОРНІ ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

Фільтри на пасивних елементах (RLC - фільтри) мають ряд недоліків — великі масо-габаритні показники, особливо для потужних навантажень, зміна (зменшення) індуктивності дроселя внаслідок насичення його осердя постійною складовою випрямленого струму (див. §§ 1.2.2, 1.2.3). Для ослаблення цього впливу в осердя дроселя вводять немагнітний (повітряний) проміжок. Але при цьому електромагнітні поля розсіювання створюють електромагнітні завади, які негативно впливають на електронну апаратуру.

У транзисторних фільтрах замість дроселя використовують транзистор. Такі фільтри не мають недоліків, які характерні для RLC - фільтрів. Транзистор аналогічно дроселю може виконувати фільтрувальні функції. Це можна пояснити, розглянувши вихідні характеристики транзистора (рис. 2.3,а). Якщо робоча точка $0'$ транзистора вибрана в активній області, то опір транзистора змінному струму пропорційний $R_{\text{дин}} \equiv \text{tg } \alpha_1$, а постійному струму $R_{\text{ст}} \equiv \text{tg } \alpha_2$. Але $\alpha_1 \gg \alpha_2$, отже $R_{\text{дин}} \gg R_{\text{ст}}$. Таким чином, транзистор може виконувати функції дросе-

ля — створювати великий опір для змінної складової струму і малий опір для постійної складової.

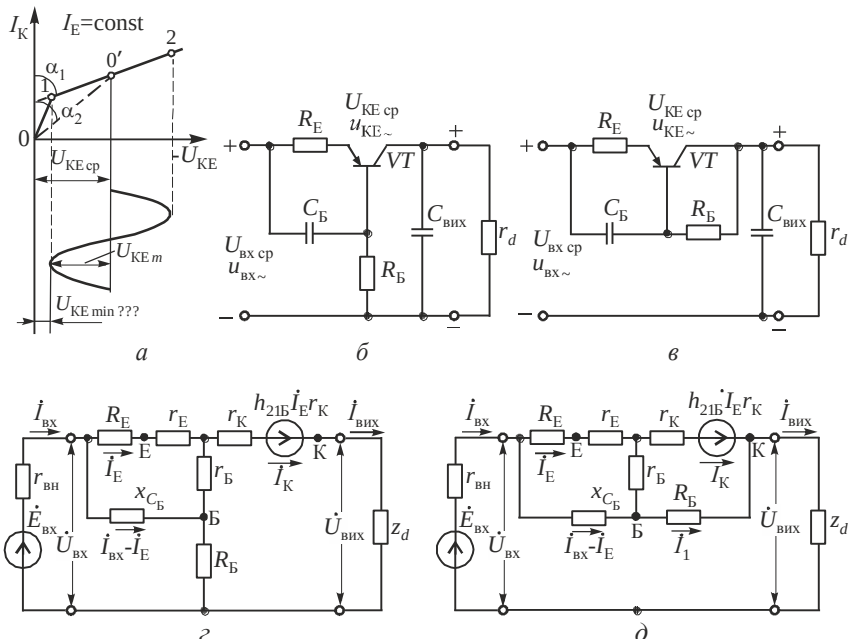


Рис. 2.3

Залежно від способу підключення транзистора до навантаження розрізняють схеми зі споживачем у колі колектора (схеми типу ФК), у колі емітера (схеми типу ФЕ) і з споживачами, які ввімкнені паралельно транзистору (схеми типу ФШ, в яких транзистор виконує роль конденсатора).

2.5.1. Фільтри типу ФК

Схема фільтра з фіксованим зміщенням наведена на рис. 2.3,б. Зміщення напруги на базі транзистора забезпечується постійною складовою випрямленої напруги, яка не залежить від режиму роботи транзистора (фіксоване зміщення).

З еквівалентної схеми для змінних складових струмів та напруг фільтра з фіксованим зміщенням (рис. 2.3,г) випливає, що у фільтрі пуль-

сації на виході є наслідком дії напруги $\dot{U}_{\text{вх}}$ і залежної ЕРС $h_{21Б} \dot{I}_E r_K$. У схемі ємність $C_{\text{вих}}$ об'єднана з r_d в елементі z_d , інші елементи відповідають Т- подібній еквівалентній схемі транзистора (§ 1.4).

Ввімкнення навантаження у колекторне кола транзистора з спільною базою без елементів C_B , R_B , R_E викликає підсилення пульсацій, що враховується у колі навантаження у вигляді ЕРС $h_{21Б} \dot{I}_E r_K$, практично співпадаючих за фазою з вхідною напругою $\dot{U}_{\text{вх}}$. Для цього у вхідному колі транзистора встановленні дві фільтрувальних ланки: одна з C_B і R_B , інша з R_E і $r_{\text{вх}}$ транзистора ($r_{\text{вх}}$ — вхідний опір змінному струму в точках Е і Б). Такий фільтр послаблює частку $\dot{U}_{\text{вх}}$, що надходить на вхід транзистора, а згладжувальна дія схеми в основному визначається співвідношеннями r_K/z_d і $r_{K\text{ст}}/r_d$ ($r_{K\text{ст}}$ — опір ділянки емітер - колектор постійному струму).

Ураховуючи, що $R_B \gg r_E$, $R_E \gg r_E$, $x_{C_B} \ll R_B$, $r_K \gg x_{C_B}$, $z_d \ll R_B$ і що $R_E \gg (1 - h_{21Б}) \sqrt{r_B^2 + x_{C_B}^2}$, коефіцієнт фільтрації визначається виразом

$$K_{\Phi} = \frac{r_K \omega_{\Pi} C_{\text{вих}}}{\sqrt{\left(1 + \frac{r_B}{R_E}\right)^2 + \left(1 + \frac{h_{21Б} r_K}{R_B}\right)^2 \left(\frac{1}{R_E \omega_{\Pi} C_B}\right)^2}}, \quad (2.1)$$

де $\omega_{\Pi} = m_{\Pi} \omega_M$ — колова частота пульсацій випрямленої напруги, що надходить на вхід фільтра.

Ураховуючи, що у більшості випадків величини опорів r_E і r_B малі ($r_E \approx 0$, $r_B \approx 0$) і ними можна знехтувати, коефіцієнт передавання постійної складової напруги з входу на вихід схеми (див. рис. 2.3,в)

$$\begin{aligned} \chi &= U_{\text{вих ср}} / U_{\text{вх ср}} = r_d I_{\text{вих}} / (R_E I_{\text{вх}} + R_B I_B) = \\ &= h_{21Б0} r_d / [R_E + (1 - h_{21Б0}) R_B], \end{aligned} \quad (2.2)$$

де $h_{21Б0}$ — коефіцієнт передавання постійного струму з колекторного кола в емітерне (статичний коефіцієнт передавання).

Ураховуючи вирази (1.45), (2.1) та (2.2), одержимо вираз для коефіцієнта згладжування

$$K_{зг} = \frac{m_{п} \omega_{м} C_{вих} r_K h_{21Б0} r_d}{\sqrt{\left(1 + \frac{r_B}{R_E}\right)^2 + \left(1 + \frac{h_{21Б} r_K}{R_B}\right)^2 \left(\frac{1}{m_{п} \omega_{м} R_E C_B}\right)^2}} \times \frac{1}{R_E + (1 - h_{21Б0}) R_B}. \quad (2.3)$$

Залежно від струму навантаження $K_{зг} \approx 50 \dots 200$ і більше. Еквівалентна індуктивність, що вноситься транзистором у фільтрі ФК, складає одиниці і сотні Гн.

Опір R_E з одного боку покращує фільтрацію змінної складової, зменшуючи струм I_E , а відтак і внесену ЕРС $h_{21Б} r_K \dot{I}_E$, але з іншого боку, послаблює постійну складову вихідної напруги. Як впливає з (2.3) є значення опору R_{Eopt} , при якому $K_{зг} \rightarrow K_{зг max}$. Воно визначається з умови $dK_{зг}/dR_E = 0$

$$R_{Eopt} = \sqrt[3]{(1 - h_{21Б0}) R_B \left[\frac{1}{m_{п} \omega_{м} C_B} \left(1 + \frac{h_{21Б} r_K}{R_B} \right) \right]^2}. \quad (2.4)$$

Підставляючи (2.4) в (2.3), одержимо

$$K_{зг max} = \frac{m_{п} \omega_{м} C_{вих} h_{21Б0} r_K r_d}{R_B (1 - h_{21Б0})}. \quad (2.5)$$

У виразі (2.3) для $K_{зг}$ у підкорінний вираз знаменника входить значення ємності C_B . Щоб одержати прийнятні величини C_B , підкорінний вираз не повинен бути меншим за число 1,2. За такої умови $K_{зг}$ буде відрізнятися від $K_{зг max}$ на 10 %, а також ураховуючи, що $R_E = R_{Eopt}$, одержимо вирази для ємності конденсатора фільтрувального ланцюжка на вході та опору резистора R_B

$$C_B = \frac{8 \left(1 + \frac{h_{21Б} r_K}{R_B} \right)}{m_{п} \omega_{м} (1 - h_{21Б0}) R_B}, \quad (2.6)$$

$$R_B = \frac{h_{21B0}(U_{KEcp} + U_{вихcp})}{(1 - h_{21B0})I_{Kcp}}, \quad (2.7)$$

де

$U_{KEcp} \approx (1,5 \dots 3)U_{KEmin} + K_{п(1)}U_{вхmax}$; $U_{вхmax} = U_{вхcp}(1+a)$; a — відносна зміна вхідної напруги вгору від номінального значення; U_{KEmin} — напруга насичення транзистора, яка приблизно пропорційна I_{Kcp} .

Оптимальну величину опору резистора R_E емітерного кола можна визначити з приблизного співвідношення

$$R_{Eopt} \approx 0,25(1 - h_{21B0})R_B. \quad (2.8)$$

Аналіз режиму роботи фільтра з фіксованим зміщенням за постійним струмом показує, що напруга зміщення

$$U_{ЕБср} \approx U_{вхср} - \left(U_{вхср} - U_{KEcp} \right) \frac{R_E + R_B(1 - h_{21B0})}{R_E + r_d h_{21B0}} + I_{KB0} \frac{R_B}{h_{21B0}}. \quad (2.9)$$

З виразу (2.9) випливає, що напруга зміщення в основному залежить від $U_{вхср}$ і мало залежить від режиму колекторного кола транзистора. Тому зі зміною навантаження та температури, а також при заміні транзистора змінюється вихідна напруга $U_{вихср}$. Це є причиною того, що фільтр ФК з фіксованим зміщенням застосовується тільки при невеликих коливаннях температури навколишнього середовища і вимагає індивідуального налаштування при заміні транзистора.

Фільтр ФК з автоматичним зміщенням (рис. 2.3,в) стійко працює при зміні температури навколишнього середовища в широкому діапазоні. Він мало чутливий до зміни навантаження і не потребує індивідуального налаштування при заміні транзистора. Але коефіцієнт фільтрації K_ϕ набагато менший, ніж у фільтра з фіксованим зміщенням.

Для такого фільтра

$$U_{\text{ЕБср}} \approx U_{\text{КЕср}} - U_{\text{вхср}} \frac{R_{\text{Б}}(1-h_{21\text{Б0}})}{r_d + R_{\text{Е}}} + I_{\text{КБ0}} R_{\text{Б}} . \quad (2.10)$$

З виразу (2.10) випливає, що $U_{\text{ЕБср}}$ в основному залежить від $U_{\text{КЕср}}$ і тому зміна режиму роботи (незалежно від причини) призведе до зміни $U_{\text{КЕср}}$, яка, у свою чергу, впливаючи на $U_{\text{ЕБср}}$, автоматично робить корекцію режиму. Наприклад, при зростанні температури зростає колекторний струм $I_{\text{Кср}}$, що призводить до зростання $U_{\text{вихср}}$ і зменшення напруги $U_{\text{КЕср}}$. Зменшення $U_{\text{КЕср}}$ призводить до зменшення $U_{\text{ЕБср}}$, внаслідок чого зменшується струм $I_{\text{Кср}}$, повертаючись приблизно до його значення до зростання. Тому схема, наведена на рис. 2.3,в, зветься схемою з автоматичним зміщенням, або з колекторною стабілізацією режиму роботи.

Розглядаючи еквівалентну схему фільтра (рис. 2.3,д), можна одержати коефіцієнт згладжування при $R_{\text{Е}} = R_{\text{Еopt}}$

$$K_{\text{зг max}} \approx \frac{r_{\text{К}} R_{\text{Б}}}{r_{\text{К}} + R_{\text{Б}}} \cdot \frac{m_{\text{П}} \omega_{\text{м}} C_{\text{вих}} r_d}{r_d + (1-h_{21\text{Б0}}) R_{\text{Б}}} . \quad (2.11)$$

З рис. 2.3,д видно, що послідовний елемент фільтра складається з паралельно з'єднаних опорів $R_{\text{Б}}$ і $r_{\text{К}}$. Резистор $R_{\text{Б}}$ у схемі рис. 2.3,в має опір значно менший, ніж у схемі 2.3,б (де базовий струм одержується від напруги $U_{\text{вхср}} \gg U_{\text{КЕср}}$), тому у фільтрі ФК з автоматичним зміщенням значення $K_{\text{ф}}$ і $K_{\text{зг}}$ значно менші, ніж при фіксованому зміщенні. При струмах, починаючи з десятих часток ампера і вище, фільтрація різко зменшується, тому що вона практично визначається невеликим значенням $R_{\text{Б}}$, яке у 10...30 разів менше за $r_{\text{К}}$.

Збільшити значення $K_{\text{зг}}$ можна, зменшивши струм бази $I_{\text{Бср}}$, застосовуючи складені транзистори, а також, якщо замість резистора $R_{\text{Б}}$ поставити нелінійний опір у вигляді транзисторного високоомного двополіюсника або польовий транзистор. При такій заміні еквівалентні параметри будуть задовольняти нерівності $R_{\text{Бст}} \ll R_{\text{Б}}$; у результаті ре-

жим за постійним струмом не зміниться, а шунтуюча дія R_B на r_K практично не буде відбиватися.

Вихідний опір фільтрів ФК

$$Z_{\text{вих}} \approx -jX_{C_{\text{вих}}} \quad (2.12)$$

2.5.2. Фільтри типу ФЕ

Фільтри зі споживачем у колекторному колі застосовують при малих навантаженнях, коли $r_d \gg 1/(m_{\text{п}} \omega_m C_{\text{вих}})$, тобто коли опір навантаження значно більший за вихідний опір фільтра. При цьому за рахунок збільшення втрат в опорі R_E ККД фільтра типу ФК стає низьким.

Для зменшення вихідного опору транзисторний фільтр доцільно будувати на основі емітерного повторювача з вмиканням споживача в емітерне коло (рис. 2.4,а) (фільтр типу ФЕ). В результаті вихідний опір фільтра стає мінімальним, при цьому коефіцієнт підсилення за напругою практично дорівнює одиниці. Тому в таких фільтрах немає потреби ослаблювати дію ЕРС ($h_{21B} r_K \dot{I}_E$) у колекторному колі, що вноситься емітерним струмом.

У схемі (рис. 2.4,а) має місце автоматичне зміщення постійної складової напруги, що подається на базу транзистора. Тому фільтр може стійко працювати при зміні температури навколишнього середовища і не потребує індивідуального настроювання при зміні транзистора.

З еквівалентної схеми фільтра (рис. 2.4,б) видно, що змінна складова вхідної напруги проходить через Г- подібний RC- фільтр, у якого $R \approx r_K R_B / (r_K + R_B)$, $r_B \approx 0$, $C = C_B$. Напруга, відфільтрована цим

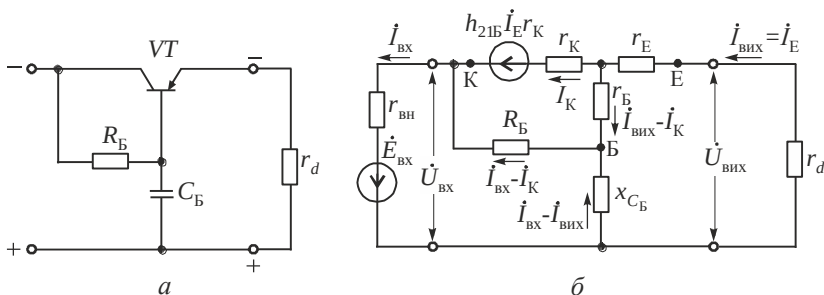


Рис. 2.4

фільтром, передається з кола бази в емітерне коло навантаження без підсилення.

Максимальний коефіцієнт фільтрації (при $r_B \approx 0$)

$$K_{\text{ф max}} \approx \frac{r_K R_B}{(r_K + R_B) \chi_{C_B}}. \quad (2.13)$$

Збільшувати ємність C_B доцільно тільки до такого значення, при якому $\chi_{C_B} \approx r_B R_B / (r_B + R_B)$. При цьому оптимальний коефіцієнт фільтрації

$$K_{\text{ф opt}} \approx \frac{R_B r_K}{R_B + r_K} \cdot \frac{1}{\sqrt{2} \chi_{C_B}}. \quad (2.14)$$

Коефіцієнт передавання постійної напруги

$$\begin{aligned} \chi &= \frac{U_{\text{вих ср}}}{U_{\text{вих ср}} + U_{\text{КЕ ср}}} \approx \frac{I_{\text{вих ср}} r_d}{I_{\text{вих ср}} r_d + I_{\text{вих ср}} (1 - h_{21Б0}) R_B} = \\ &= \frac{r_d}{(1 - h_{21Б0}) R_B + r_d}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Максимальний коефіцієнт згладжування

$$K_{\text{зг max}} = \chi K_{\text{ф max}} = \frac{r_K R_B}{\chi_{C_B} (R_B + r_K)} \cdot \frac{r_d}{r_d + R_B (1 - h_{21Б0})}. \quad (2.16)$$

Уважаючи, що $r_B \approx 0$, $r_E \approx 0$,

$$U_{\text{КЕ ср}} = (I_{\text{вих ср}} - I_{\text{К ср}}) R_B = I_{\text{вих ср}} (1 - h_{21Б0}) R_B,$$

звідки

$$R_B = \frac{U_{\text{КЕ ср}}}{I_{\text{вих ср}} (1 - h_{21Б0})}, \quad (2.17)$$

де $U_{\text{КЕ ср}}$ визначається, як і у (2.7).

Вихідний опір фільтра з урахуванням величин r_B та r_E

$$\underline{z}_{\text{вих}} = r_E + (1 - h_{21Б0}) r_B - j(1 - h_{21Б0}) \chi_{C_B}. \quad (2.18)$$

Вихідний опір фільтра має комплексний характер. Його дійсна частина при зростанні струму різко падає, отже, $z_{\text{вих}}$ визначається реактивною частиною $(1-h_{21Б})x_{CБ}$

$$z_{\text{вих}} = (1-h_{21Б})/(m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}C_{\text{Б}}). \quad (2.19)$$

З виразу (2.19) випливає, що ємність в колі бази $C_{\text{Б}}$ еквівалентна ємності, підімкненій паралельно навантаженню, величина якої значно більша за величину $C_{\text{Б}}$ і дорівнює $C_{\text{Б}}/(1-h_{21Б})$. Оскільки для силових транзисторів $h_{21Б} = 0,97...0,98$, то $C_{\text{вих}}$ більша за $C_{\text{Б}}$ у десятки разів, і на виході немає необхідності ставити конденсатор $C_{\text{вих}}$. Конденсатор $C_{\text{вих}}$ виявляється корисним тільки для збільшення стійкості фільтра при самозбудженні.

При малих струмах навантаження вихідний опір практично визначається дійсною частиною, тобто має активний характер. Коефіцієнт згладжування фільтра типу ФЕ менший, ніж у фільтра типу ФК. З виразу (2.13) видно, що коефіцієнт фільтрації зростає при збільшенні $R_{\text{Б}}$. Проте, збільшення опору $R_{\text{Б}} = R_{\text{Б ст}}$ призводить до підвищення напруги на транзисторі $U_{\text{КЕ ср}} = U_{R_{\text{Б}}} + U_{\text{ЕБ}}$, збільшення потужності $P_{\text{К}}$ та зменшення ККД фільтра ($R_{\text{Б ст}}$ — статичний опір резистора $R_{\text{Б}}$). Для збільшення диференціального опору у вхідному колі послідовно з резистором $R_{\text{Б}}$ можна увімкнути дросель L (рис. 2.5,а). При цьому повинна задовольнятися умова $\sqrt{(m_{\text{п}}\omega_{\text{м}}L)^2 + R_{\text{Б}}^2} \geq 3r_{\text{К}}$. Тоді $I_{\text{К}} \approx 0,95I_{\text{вх}}$, тобто $I_{\text{вх}} \approx I_{\text{К}}$ і гілку з елементами $R_{\text{Б}}$, L можна не враховувати. При цьому $K_{\text{ф}} \approx r_{\text{К}}/x_{C_{\text{Б}}}$, де $r_{\text{К}}$ має велике значення. Цей спосіб не одержав значного поширення, тому що застосування дроселя веде до значного збільшення габаритних розмірів фільтра, особливо при значних струмах навантаження.

Підвищити коефіцієнт фільтрації можна за допомогою дволанкового фільтрувального ланцюжка (рис. 2.5,б), застосуванням складеного транзистора (рис. 2.5,в) або застосуванням дволанкових (багатоланкових) транзисторних фільтрів з однаковими вхідними ланцюжками (рис. 2.5,г).

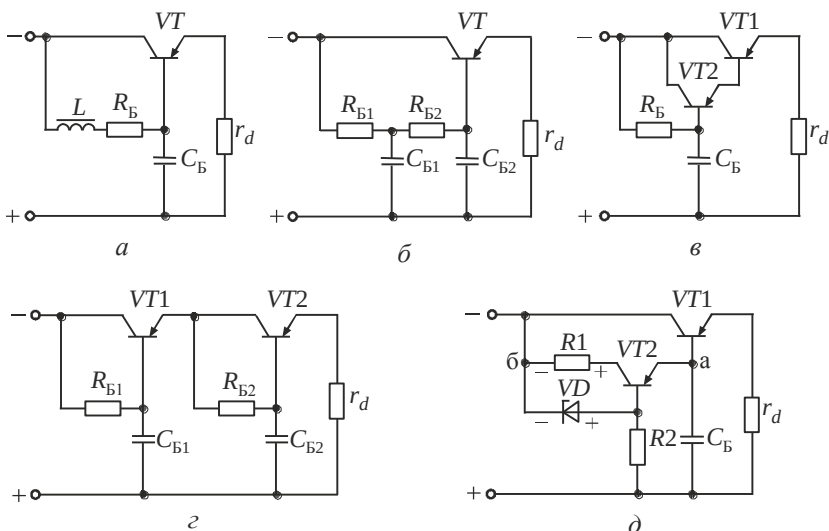


Рис. 2.5

Ефективним способом підвищення коефіцієнта згладжування є ввімкнення у фільтрі типу ФЕ замість резистора R_B високоомного транзисторного двополюсника (рис. 2.5, д). Коло із стабілітрона VD і резистора R_2 утворює стабільне джерело напруги зміщення для транзистора VT_2 . Через транзистор VT_2 тече практично постійний струм, тому що будь-яка зміна струму через транзистор VT_2 призводить до зміни спаду напруги на резисторі R_1 , а отже, і на базі транзистора VT_2 , і струм у колі емітера повертається практично до початкового значення. В якості діода VD застосовують один або декілька звичайних діодів або стабілітронів, ввімкнених у прямому напрямку. Внаслідок того, що диференціальний опір стабілітрона VD малий, на ньому буде малий спад напруги від $u_{\text{вх}\sim}$, і можна вважати, що база транзистора VT_2 і точка **б** еквіпотенціальні. Тому вихідний опір транзисторного двополюсника (диференціальний опір між точками **а** і **б** у схемі рис. 2.5, д), що дорівнює диференціальному опору $R_{\text{Бдиф}}$, визначається виразом

$$R_{\text{Бдиф}} = R_{\text{вх}2} = r_{\text{к}2} \left(1 - \frac{h_{21\text{Б}2}}{1 + R_1/r_{\text{Б}2}} \right). \quad (2.20)$$

Статичний опір для постійної складової струму двополюсника $R_{\text{Бст}} = U_{\text{КЕ2ср}} / I_{\text{К2ср}}$ значно менший за диференціальний.

Коефіцієнти фільтрації та згладжування, а також коефіцієнт передавання постійної напруги можна визначити з виразів (2.13)...(2.16) при підстановці виразу (2.20) замість $R_{\text{Б}}$. Використання високоомного двополюсника замість резистора $R_{\text{Б}}$ збільшує коефіцієнт згладжування приблизно в десять разів у порівнянні зі схемою рис. 2.4,а. Лінійний подільник напруги замість діода VD і резистора R_2 застосовувати не можна, тому що при цьому погіршується коефіцієнт згладжування внаслідок потрапляння на базу транзистора VT_2 частини змінної напруги $u_{\text{вх}\sim}$ з входу фільтра.

2.5.3. Фільтри типу ФШ

При відносно невеликих напругах і великих струмах (0,1 А і більше) навантаження можна застосовувати транзисторні фільтри з паралельним ввімкненням транзистора та навантаження (рис. 2.6) (фільтр типу ФШ).

Транзистор у схемах рис. 2.6 замінює ємність активно-ємнісного фільтра. Автоматичне зміщення постійної напруги на базі транзистора здійснюється за допомогою резистора $R_{\text{Б}}$. Змінна складова струму бази в схемі рис. 2.6,а, що керується з входу, змінюється за допомогою елементів $R_{\text{Б1}}$, $C_{\text{Б}}$. Підсилюючись, ця

складова викликає змінну напругу на резисторі R , яка виявляється у протифазі з вхідною змінною напругою. У результаті змінна складова напруги на навантаженні ослаблюється. Для компенсації напруги $\dot{U}_{\text{вх}}$ напругою $\dot{U}_R$ треба, щоб $|\dot{U}_{\text{вх}}| = |\dot{U}_R|$ і фази цих напруг були однаковими, що виконується при $R_{\text{Б1}}C_{\text{Б}} = \infty$ (практично

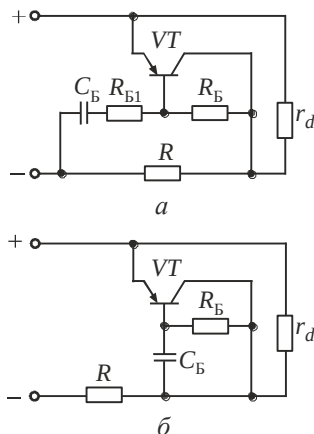


Рис. 2.6

$R_{Б1} \gg x_{CБ}$). Напруга $\dot{U}_R$ визначається виразом

$$\dot{U}_R = \dot{U}_{вх} / [z_{Б} / (h_{21E} R)],$$

де $z_{Б}$ — опір ділянки база - негативний провід за змінним струмом ($z_{Б} \approx R_{Б1}$).

Коефіцієнт фільтрації фільтра

$$K_{\phi} \approx \frac{1 + R/r_{Б}}{1 - \frac{R}{R_{Б1}} \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}}}. \quad (2.21)$$

Коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = \frac{K_{\phi}}{1 + \frac{R}{(1 - h_{21Б0}) R_{Б}} + \frac{R}{r_d}}. \quad (2.22)$$

Вихідний опір

$$z_{вих} = r_{вих} \approx \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{1 - h_{21Б}} \cdot \frac{1}{R_{Б}}}, \quad (2.23)$$

тобто не залежить від частоти. Тому такий фільтр не вносить частотних спотворень у роботу споживача.

Якщо $\frac{R}{R_{Б1}} \cdot \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} \rightarrow 1$, то $K_{\phi} \rightarrow \infty$, тобто буде відбуватися опти-

мальна компенсація напруг $\dot{U}_{вх}$ і $\dot{U}_R$. При такому режимі $r_{вих} \approx R/2$.

При $\frac{R}{R_{Б1}} \cdot \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} < 1$ буде недокомпенсація, а при $\frac{R}{R_{Б1}} \cdot \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} > 1$

— перекомпенсація. Оптимальним співвідношенням опорів буде

$$\left(\frac{R}{R_{Б1}} \right)_{opt} = \frac{1 - h_{21Б}}{h_{21Б}} = \frac{1}{h_{21Е}}.$$

При відхиленні $R_{Б1}$ від оптимального значення суттєво зменшується коефіцієнт фільтрації. Крім того, при заміні транзистора треба підстроювати $R_{Б1}$, а при зміні температури навколишнього сере-

довища змінюється h_{21E} , тобто фільтр можна використовувати при невеликих змінах температури навколишнього середовища.

У розглянутому фільтрі дія транзистора аналогічна дії еквівалентної ємності в RC -фільтрі

$$C_{\text{екв}} = K_{\Phi} / (m_{\Pi} \omega_M R_{\text{екв}}).$$

При рівних ККД і коефіцієнтах згладжування для RC -фільтрів і розглянутого фільтра одержуємо

$$R_{\text{екв}} = R(1 + I_{\text{Еср}} / I_{\text{вихср}}), \quad (2.24)$$

$$C_{\text{екв}} = K_{\Phi} / \left[m_{\Pi} \omega_M R(1 + I_{\text{Еср}} / I_{\text{вихср}}) \right]. \quad (2.25)$$

Фільтр, виконаний на струми від 0,1 А до декількох ампер, має $K_{\text{зг}} \approx 15 \dots 35$ при $C_{\text{екв}} = 5000 \dots 15000 \text{ мкФ}$. У таких фільтрах можна використовувати транзистори на струм менший, ніж у фільтрах ФК і ФЕ, і значно зменшити розміри тепловідводу (радіатора) або виключити його. При короткому замиканні навантаження напруга на транзисторі падає до нуля, тому він не потребує захисту від к. з.

Фільтр ФШ, що керується з виходу (рис. 2.6,б), має менший вихідний опір і більш високий коефіцієнт фільтрації і порівнянні зі схемою рис. 2.6,а.

Коефіцієнт фільтрації схеми

$$K_{\Phi} \approx \frac{R}{r_E + (1 - h_{21B})r_B}. \quad (2.26)$$

Коефіцієнт згладжування

$$K_{\text{зг}} = K_{\Phi} \chi \approx \frac{1}{[r_E + (1 - h_{21B})r_B] \left[\frac{1}{R} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{(1 - h_{21B} \cdot I_{\text{КБ0}} / I_{\text{вихср}}) R_B} \right]}. \quad (2.27)$$

Як випливає з (2.27), зі збільшенням R до r_d $K_{\text{зг}}$ зростає порівняно швидко. Подальше збільшення R , не призводячи до значного приросту $K_{\text{зг}}$, дещо знижує ККД фільтра і призводить до зростання $U_{\text{вихср}}$. Таким чином, відношення $R/r_d \approx 1$. Тоді для орієнтовних розрахунків (при деякому збільшенні) можна вважати

$$K_{зг} \approx \frac{R}{2[r_E + (1 - h_{21Б})r_B]} \quad (2.28)$$

Еквівалентна ємність $C_{екв}$ визначається виразом (2.25).

Вихідний опір

$$z_{вих} \approx r_{вих} \approx \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_E + r_B/h_{21Е}}} \quad (2.29)$$

практично активний і не залежить від частоти.

Як показують експерименти, не обов'язково вибирати ємність C_B з умови рівності фаз напруг $\dot{U}_{вх}$ і $\dot{U}_R$, тобто

$$r_E + (1 - h_{21Б})r_B \gg (1 - h_{21Б})x_{C_B},$$

тому що вона може виявитися зовеликою. Фільтр працює вже при ємності, що визначається виразом

$$C_B = \frac{1,5 \dots 2}{\omega_{п}} \cdot \frac{1}{r_E / (1 - h_{21Б}) + r_B} \quad (2.30)$$

Режими роботи схеми з керуванням з виходу менше залежать від зміни температури навколишнього середовища, схема не потребує додаткового налаштування при зміні транзистора.

При використанні транзисторних фільтрів треба забезпечити на їх вході такий $K_{пвх}$, щоб миттєве значення напруги u_{KE} не зменшувалось нижче за $U_{KE \min доп}$ у фільтрах ФК і ФЕ, а миттєве значення i_K було більше нуля у фільтрах ФШ. Тому при одно- і двопівперіодному випрямленні до транзисторного фільтра треба поставити ємнісний фільтр (конденсатор C_0).

При застосуванні транзисторних фільтрів суттєво зменшуються маса та об'єм випрямляча, при цьому ККД зменшується у порівнянні з пасивними фільтрами. Із зростанням частоти до 400 Гц і вище транзисторні фільтри втрачають цю перевагу.

2.6. БЕЗПЕРЕРВНІ (ЛІНІЙНІ) НАПІВПРОВІДНИКОВІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ ТА СТРУМУ

2.6.1. Загальні відомості

Системи електроживлення здійснюють не тільки перетворення, але і стабілізацію вихідної напруги і струму. Головна задача стабілізуючих пристроїв — здійснювати стабілізацію параметрів електричної енергії в заданому діапазоні при зміні дестабілізуючих факторів у широких межах. Дестабілізуючими є наступні зовнішні фактори: зміна напруги джерела живлення (первинного джерела), зміна величини навантаження (струму, напруги), зміна частоти вхідної напруги, зміна температури навколишнього середовища, зміна вологості, дія електромагнітних полів, випромінювань, атмосферного тиску. До внутрішніх факторів відносять зміну величини напруги первинних джерел, які є в середині самого стабілізатора, зміну параметрів елементів стабілізатора — транзисторів, діодів, резисторів і ін., яка пов'язана в основному з процесами старіння елементів.

Дестабілізуючі фактори змінюються у певних межах від номінальних значень до максимальних і мінімальних значень.

При одночасній зміні декількох дестабілізуючих факторів можливі випадки, коли зміна одного з факторів компенсує дію інших.

Величинами, що стабілізуються, є значення вихідної напруги і струму. Діапазон зміни стабілізованої величини оцінюють нестабільністю напруги ($\Delta U_{\text{вих}}/U_{\text{вих}} \cdot 100\%$), яка може бути різною для різних навантажень. Так, наприклад, для прецизійного електропривода магнітного запису і електронних мікроскопів нестабільність не повинна перевищувати $10^{-3}\%$, або у відносних одиницях 10^{-5} ; вимірювальних приладів високого класу — 10^{-4} ; підсилювачів постійного струму — 10^{-6} .

Пристрої, що автоматично підтримують незмінними напругу або струм на стороні споживача електричної енергії з необхідною точністю (нестабільністю) при зміні дестабілізуючих факторів, називають *стабілізаторами напруги або струму*.

Розрізняють два принципи дії стабілізаторів — *параметричний* і *компенсаційний*.

Параметричний принцип ґрунтується на тому, що дестабілізуючий фактор діє на параметр нелінійного елемента стабілізатора і змінює його таким чином, що автоматично послаблюється дія дестабілізуючого фактора.

Компенсаційний принцип ґрунтується на порівнянні стабілізованої величини з еталонною. Сигнал, пропорційний різниці напруг (або струмів), автоматично впливає на режим роботи регульовального елемента стабілізатора, внаслідок чого дія дестабілізуючого фактора послаблюється.

Залежно від принципу дії стабілізатори ділять на параметричні та компенсаційні.

До параметричних стабілізаторів відносять стабілізатори з кремнієвими стабілітронами, термісторами, електромагнітними дроселями, ферорезонансними контурами та ін. Параметри цих нелінійних елементів при зміні напруги або струму змінюються таким чином, що напруга або струм споживача залишаються практично незмінними. Нелінійні елементи параметричних стабілізаторів напруги мають на ВАХ ділянку, на якій виконується умова $U \approx \text{const}$, а в стабілізаторах струму — $I \approx \text{const}$.

У компенсаційних стабілізаторах (рис. 2.7) передбачається наявність вимірювального елемента 2, в якому відбувається порівняння ста-

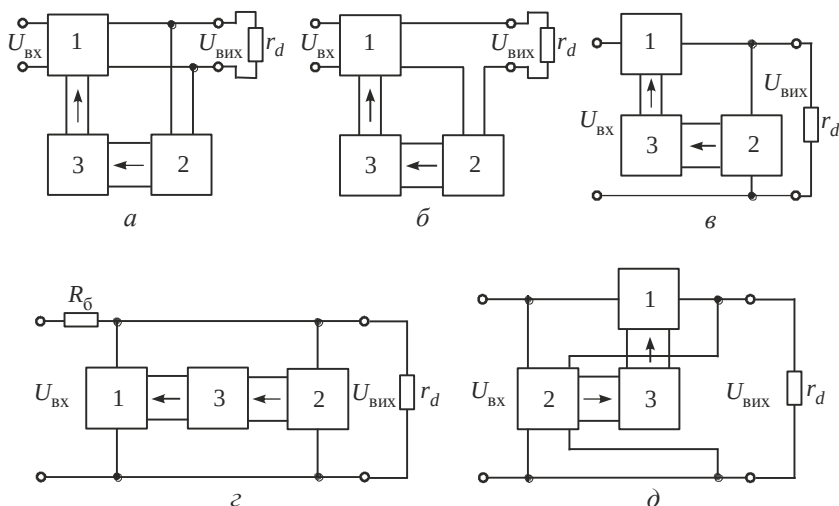


Рис. 2.7

білізованої величини з еталонною, і формується сигнал розузгодження. Цей сигнал у проміжному пристрої 3 перетворюється, підсилюється і передається на регулювальний елемент 1, змінюючи його стан таким чином, щоб підтримувати стабілізовану величину напруги (струму) незмінною з відповідною точністю. Регулювальний елемент 1 може працювати як у безперервному (лінійному) режимі (безперервний або лінійний стабілізатор), так і в імпульсному (імпульсний стабілізатор) режимі. В якості регулювального елемента 1 в безперервних стабілізаторах використовується транзистор, який працює у лінійному режимі; в імпульсних стабілізаторах використовуються або транзистор, працюючий в режимі ключа, або тиристор. Ключовий режим роботи цих елементів у пристроях перетворення параметрів електричної енергії розглянуто в розділах 1, 3 і 4 і тому далі буде розглядатися тільки безперервний режим роботи.

На рис. 2.7,*а, б* наведені структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги та струму відповідно. Регулювальний елемент 1 (працюючий як змінний опір) може вмикатися послідовно з споживачем (рис. 2.7,*в*) і паралельно йому (рис. 2.7,*г*). При ввімкненні регулювального елемента паралельно споживачу (рис. 2.7,*г*) треба баластний опір R_6 .

Розглянуті схеми компенсаційних стабілізаторів добре реагують на зміну вихідної напруги, незалежно від причини, що викликали її. Ще кращі результати одержують при комбінованому керуванні з боку входу (параметричне) і з боку виходу (компенсаційне) (рис. 2.7,*д*). Введенням у схему параметричного керування можна зменшити підсилення в проміжному елементі 3, що може спростити стабілізатор.

В основному використовуються стабілізатори з послідовним регулювальним елементом завдяки високому коефіцієнту стабілізації та більш високому ККД. Стабілізатори з паралельним регулювальним елементом використовується в апаратурі, де можливі перевантаження за струмом і короткі замикання в навантаженні.

Вимірювальний елемент 2 звичайно виконується у вигляді резистивного подільника напруги, з якого знімається частина напруги та подається на вхід проміжного пристрою 3 (підсилювача постійного струму), де порівнюється з опорною напругою. При низькій вихідній напрузі (менше 5 В) на проміжний пристрій 3 може подаватися повне значення вихідної напруги стабілізатора.

Сигнал зворотного зв'язку з виходу стабілізатора вміщує також інформацію про змінну складову вихідної напруги, тому регулювальний пристрій зменшує рівень пульсацій на виході стабілізатора.

Стабілізатори характеризують такі параметри: коефіцієнт стабілізації, вихідний опір, температурний коефіцієнт напруги (ТКН) або струму, коефіцієнт корисної дії та ін.

Коефіцієнт стабілізації — це відношення відносної зміни дестабілізуючої величини до відносної зміни стабілізованої величини. Наприклад, коефіцієнт стабілізації струму навантаження за вхідною напругою

$$K_i = \Delta U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВХ}} : \Delta I_{\text{ВІХ}} / I_{\text{ВІХ}} .$$

Розрізняють інтегральний і диференціальний коефіцієнти стабілізації. Інтегральний коефіцієнт стабілізації характеризує стабілізацію в заданому діапазоні зміни дестабілізуючої величини. Диференціальний коефіцієнт стабілізації характеризує стабілізацію в певній робочій точці (у нескінченно малому діапазоні). Звичайно дестабілізуючі фактори змінюються у широких межах, тому практичне значення має інтегральний коефіцієнт стабілізації. Так, наприклад, інтегральний (усереднений) коефіцієнт стабілізації вихідної напруги за вхідною напругою при відомій залежності $U_{\text{ВІХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ і відомому діапазоні зміни вхідної напруги $U_{\text{ВХ ном}} , U_{\text{ВХ max}} , U_{\text{ВХ min}} , \Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ max}} - U_{\text{ВХ min}}$ з графіка $U_{\text{ВІХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ визначаємо величини $U_{\text{ВІХ ном}} , U_{\text{ВІХ max}} , U_{\text{ВІХ min}} , \Delta U_{\text{ВІХ}} = U_{\text{ВІХ max}} - U_{\text{ВІХ min}}$ і обчислюємо

$$K_u = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ ном}}} : \frac{\Delta U_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВІХ ном}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВІХ}}} \chi_{\text{ном}} , \quad (2.31)$$

де $\chi_{\text{ном}} = U_{\text{ВІХ ном}} / U_{\text{ВХ ном}}$ — коефіцієнт передавання напруги з входу стабілізатора на його вихід у номінальному режимі . Вираз (2.31) нагадує вираз для коефіцієнта згладжування для фільтрів (1.45). З цієї аналогії можна зробити висновок, що стабілізатор також забезпечує фільтрувальні функції.

Вихідним опором стабілізатора називається відношення зміни напруги на виході стабілізатора до зміни струму навантаження, яка викликала цю зміну напруги, при постійній величині вхідної напруги

$$r_{\text{ВІХ}} = -\Delta U_{\text{ВІХ}} / \Delta I_{\text{ВІХ}} . \quad (2.32)$$

Знак «мінус» у виразі (2.32) вказує на те, що зі збільшенням струму навантаження вихідна напруга зменшується і навпаки. Вихідний опір стабілізаторів може мати величину меншу за 0,1 Ом. Менший вихідний опір джерела живлення є сприятливим для живлення електронної апаратури, зокрема запобігає режиму самозбудження, а також покращує частотні характеристики. У зв'язку з цим стабілізатори використовують як джерела живлення з малим вихідним опором.

Однією з основних характеристик стабілізатора є температурний коефіцієнт напруги (ТКН), який дорівнює зміні стабілізованої величини при зміні температури на один градус Цельсія. Він може бути виражений або в абсолютних, або у відносних одиницях

$$\left. \begin{aligned} \text{ТКН}_{\text{абс}} &= \frac{U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}}{T_2 - T_1}, \frac{\text{мВ}}{^{\circ}\text{C}} \\ \text{ТКН}_{\text{від}} &= \frac{U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}}{U_{\text{ст.ном}}(T_2 - T_1)} \cdot 100\%, \frac{\%}{^{\circ}\text{C}} \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

де $U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}$ — приріст напруги на виході стабілізатора внаслідок зміни температури на $T_2 - T_1$; $U_{\text{ст.ном}}$ — номінальна напруга стабілізації.

До стабілізаторів як до джерел вторинного електроживлення ставляться такі вимоги: забезпечення високого ККД, малих пульсацій вихідної напруги (струму), високої швидкодії, заданої величини ТКН, заданого коефіцієнта стабілізації, плавного регулювання вихідної напруги (струму), мінімальних маси та габаритів та ін.

2.6.2. Параметричні стабілізатори напруги

Напівпровідникові параметричні стабілізатори напруги використовують кремнієві стабілітрони, що мають ВАХ, на якій $U \approx \text{const}$ тобто $r_{\text{ст}} \gg r_{\text{д}}$. Кремнієві стабілітрони мають малі масу та розміри, вони не старіють і дають можливість для мікромініатюризації. Проте в них великий ТКН (до 0,3 %/°C), що в ряді випадків призводить до необхідності у температурній компенсації.

На рис. 2.8, а наведена схема параметричного стабілізатора напруги з кремнієвим стабілітроном. Діапазон стабілізованих напруг дуже широкий — від 0,63 В до декількох сотень вольт. Проте найбільший інтерес викликають стабілізатори в діапазоні низьких напруг (одиниці та десятки вольт), де вони незамінні.

Допускається послідовне з'єднання будь-якого числа стабілітронів. Паралельне з'єднання не допускається.

Кремнієві параметричні стабілізатори наруги широко застосовуються для живлення різного роду напівпровідникових пристроїв; як джерела еталонної напруги у вимірювальній техніці, а також як джерела опорної напруги в компенсаційних транзисторних стабілізаторах напруги.

Інтегральний коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx R_6 \chi_{\text{ном}} / r_d, \quad (2.34)$$

де r_d — динамічний опір стабілітрона.

З виразу (2.34) випливає, що чим менше r_d і більше R_6 та r_d (тобто працювати при $I_{\text{ст min}}$), тим більший коефіцієнт стабілізації (при незмінному $\chi_{\text{ном}}$).

Параметричний стабілізатор на кремнієвому стабілітроні володіє фільтрувальними властивостями, що видно з виразу (2.34), аналогіч-

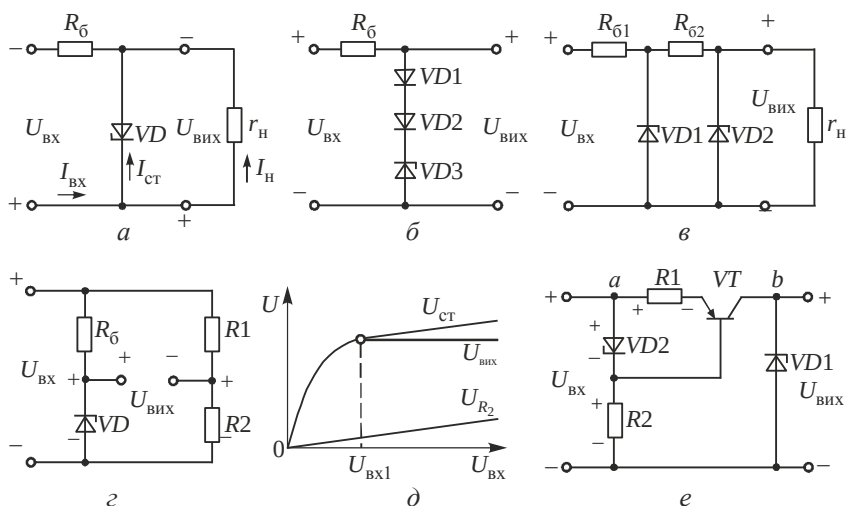


Рис. 2.8

ного виразу коефіцієнта згладжування еквівалентного RC- фільтра, у якого ємність конденсатора

$$C_{\text{екв}} = 1 / (m_{\text{п}} \omega_{\text{м}} r_{\text{д}}).$$

Тому що інтегральний коефіцієнт стабілізації безінерційного стабілізатора чисельно дорівнює коефіцієнту згладжування еквівалентного фільтра, тобто $K_{\text{и}} = K_{\text{зг}}$, то при розрахунку пульсацій на виході випрямляча з кремнієвим стабілізатором треба в $K_{\text{и}}$ разів зменшити коефіцієнт згладжування додаткового фільтра.

Вихідний опір стабілізатора з урахуванням того, що внутрішній опір джерела малий, складається з двох паралельно ввімкнених опорів $R_{\text{б}}$ та $r_{\text{д}}$ (рис. 2.8,а), з яких $R_{\text{б}} \gg r_{\text{д}}$. Звідки

$$r_{\text{вих}} = R_{\text{б}} r_{\text{д}} / (R_{\text{б}} + r_{\text{д}}) \approx r_{\text{д}}. \quad (2.35)$$

Якщо стабілізатор шунтують ємністю для поліпшення фільтрувальних властивостей, то при цьому зменшується і вихідний опір стабілізатора.

При зміні температури напруга на стабілізаторі змінюється згідно значенню відносного температурного коефіцієнта напруги. Для стабілітронів із значенням $U_{\text{ст}} = 2,4 \dots 5,6 \text{ В}$ ТКН має негативне значення, а для значень $U_{\text{ст}} > 6 \text{ В}$ ТКН має позитивне значення. При значенні $U_{\text{ст}}$ поблизу 6 В ТКН має змінний знак.

Для компенсації впливу температури навколишнього середовища на характеристики стабілітрона використовують термочутливі компоненти схем з негативним температурним коефіцієнтом (терморезистори) або напівпровідникові діоди, або додаткові стабілітрони, ввімкнені в провідному (прямому) напрямку послідовно зі стабілізуючими стабілітронами (рис. 2.8,б). Необхідність в декількох діодах або стабілітронах викликана тим, що значення відносного ТКН у стабілітронів у зворотному напрямку приблизно у два, три рази менше, ніж у діодів або стабілітронів у прямому ввімкненні. Вихідна напруга схеми

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} + \sum U_{\text{пр}}, \quad (2.36)$$

де $\sum U_{\text{пр}} = N(U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}}) - \text{ТКН}_{\text{абс}} (T_1 - T_2)$;

$U_{\text{ст}} = U_{\text{стном}} + \text{ТКН}_{\text{абс}}(T_1 - T_2)$; N — число компенсуючих діодів (стабілітронів); $U_{\text{пр1}}$, $U_{\text{пр2}}$ — спад напруги на діоді (стабілітроні), ввімкненому у прямому напрямку, відповідно при температурі T_1 і T_2 . Як видно з (2.36) у термокомпенсованих стабілізаторів підвищується напруга стабілізації.

Поліпшити інтегральний коефіцієнт стабілізації при зміні вхідної напруги можна, застосувавши двокаскадну (рис. 2.8,в) або мостову (рис. 2.8,з) схеми стабілізаторів.

У двокаскадному стабілізаторі (рис. 2.8,в) стабілітрон $VD1$ повинен мати робочу напругу більшу, ніж у $VD2$. Для уніфікації в якості $VD1$ можна застосувати два або більше стабілітронів, однотипних з $VD2$. Попередня стабілізація напруги в двокаскадному стабілізаторі здійснюється за допомогою елементів $R_{\text{б1}}$ і $VD1$, що дозволяє одержати достатньо високий коефіцієнт стабілізації вихідної напруги

$$K_u = K_{u1}K_{u2} \approx \frac{R_{\text{б1}}R_{\text{б2}}}{r_{\text{д1}}r_{\text{д2}}} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (2.37)$$

де K_{u1} , K_{u2} — коефіцієнти стабілізації першого та другого каскадів; $r_{\text{д1}}$, $r_{\text{д2}}$ — диференціальний (динамічний) опір стабілітронів $VD1$, $VD2$.

Температурний ухил напруги на навантаженні та вихідний опір двокаскадного стабілізатора такі самі, як і у схемі рис. 2.8,а.

У мостовій схемі (рис. 2.8,з) за допомогою подільника напруги $R1$, $R2$ підбирають напругу U_{R2} такою, щоб, починаючи з точки, що відповідає напрузі $U_{\text{вх1}}$ (рис. 2.8,д), прямі $U_{\text{ст}}$ і U_{R2} були паралельні одна одній. Як видно з рис. 2.8,з напруги $U_{\text{ст}}$ і U_{R2} ввімкнені зустрічно по відношенню до виходу стабілізатора і тому $U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} - U_{R2} \approx \text{const}$. Повної компенсації підняття $U_{\text{вх}}$ стабілітрона одержати неможливо, тому що $r_{\text{д}} \neq \text{const}$. У мостовій схемі зростає вихідний опір стабілізатора до значення $R2$. Зменшувати $R2$ недоцільно, тому що це викликає зменшення ККД стабілізатора.

Коефіцієнт стабілізації при $r_{\text{д}} = \text{const}$

$$K_u \approx \frac{U_{\text{вих}}}{(r_d / R_6 - R_2 / R_1) U_{\text{вх}}} . \quad (2.38)$$

У мостовій схемі теоретично коефіцієнт стабілізації може бути нескінченно великим, якщо вибрати елементи, виходячи з умови $r_d / R_6 = R_2 / R_1$. Вихідний опір $z_{\text{вих}} = r_d + R_2$.

Слід відмітити, що відносно висока стабільність вихідної напруги в схемах стабілізаторів рис 2.8,в, з досягається за рахунок значного погіршення ККД у порівнянні зі схемою рис. 2.8,а.

Значне збільшення коефіцієнта стабілізації без погіршення ККД можна одержати, застосувавши замість лінійного баластного резистора R_6 високоомний транзисторний двополюсник (рис. 2.8,е). Ланцюжок $VD2$ і $R2$ утворює стабільне джерело напруги зміщення, яке, діючи зустрічно зі спадом напруги на резисторі $R1$, створює на базі транзистора VT негативний потенціал. Тому що диференціальний опір стабілітрона $VD2$ малий (декілька Ом), спад напруги на ньому малий, тому можна вважати, що база транзистора VT і точка **a** еквіпотенціальні. Звідки випливає, що опір для приростів напруги і струму між точками **a** і **b** буде визначатись виразом

$$R_{\text{Бд}} = R_{\text{вх}VT} \approx \left(1 - \frac{h_{21Б}}{1 + R_1 / r_{\text{Б}}} \right) r_{\text{К}} . \quad (2.39)$$

Величина статичного опору між точками **a** і **b**

$$R_{\text{Бст}} = R_{\text{вх}VT\text{ст}} \approx \left(\frac{U_{\text{КЕ}} + U_{VD2}}{I_{\text{нном}} + I_{VD2\text{ном}}} \right) . \quad (2.40)$$

Коефіцієнт стабілізації

$$K_u = \frac{R_{\text{вх}VT}}{r_{\text{д2}}} \chi_{\text{ном}} = \frac{r_{\text{К}}}{r_{\text{д2}}} \cdot \frac{r_{\text{Б}} (1 - h_{21Б}) + R_1}{r_{\text{Б}} + R_1} \chi_{\text{ном}} , \quad (2.41)$$

$$\text{де } \chi_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}} + R_{\text{вх}VT\text{ст}} (I_{\text{нном}} + I_{VD2\text{ном}})} .$$

Замість стабілітрона $VD2$ можна застосувати діод, ввімкнений у пряму напругу.

Зміщення на VT можна подавати від окремого додаткового джерела напруги $U_{\text{дод}} \gg U_{\text{ст}VD2}$.

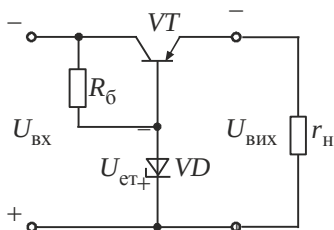


Рис. 2.9

Вхідна напруга в схемі

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} + U_{\text{КЕср}}.$$

Припустимо, що внаслідок зміни значення навантажувального опору $r_{\text{н}}$ або напруги $U_{\text{вх}}$ напруга $U_{\text{вих}}$ зросла. Згідно (2.42) це викликає зменшення напруги $U_{\text{ЕБ}}$ і зменшення базового струму, тому що $U_{\text{ст}} = \text{const}$. При зменшенні базового струму збільшується опір транзистора постійному струму, а напруга $U_{\text{КЕср}}$ збільшується, що сприяє зменшенню $U_{\text{вих}}$ практично до номінального значення.

Максимальний струм навантаження стабілізатора визначається мінімально допустимим струмом стабілітрона. Це пояснюється тим, що через баластний резистор R_6 повинен протікати приблизно постійний струм, що дорівнює сумі струмів бази транзистора та стабілітрона. Тому зі збільшенням навантаження струм бази зростає, а струм стабілітрона зменшується, і якщо цей струм стане менше мінімально допустимого значення, стабілізація порушиться.

Аналогічно мінімальний струм навантаження визначається максимально допустимим струмом стабілітрона. Таким чином,

$$(I_{\text{нmax}} / h_{21\text{E}}) + I_{\text{стmin}} = (I_{\text{нmin}} / h_{21\text{E}}) + I_{\text{стmax}}.$$

Якщо $I_{\text{нmin}} = 0$, то $I_{\text{нmax}} = h_{21\text{E}} (I_{\text{стmax}} - I_{\text{стmin}})$, тобто максимальний струм навантаження залежить від коефіцієнта підсилення транзистора $h_{21\text{E}}$ і максимально допустимої зміни робочого струму стабілітрона.

Для збільшення $h_{21\text{E}}$, а отже, і струму $I_{\text{нmax}}$ треба ввімкнути складений транзистор.

Якщо треба збільшити потужність параметричного стабілізатора, тоді використовують схему з емітерним повторювачем (рис. 2.9). Стабілітрон VD у схемі править джерелом опорної напруги. Вихідна напруга стабілізатора

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{ЕБср}} \approx U_{\text{ст}}, \quad (2.42)$$

де $U_{\text{ЕБср}} \approx 0,3\text{В}$.

Коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx \frac{r_K R_6}{r_d (R_6 + r_K) + r_K R_6} \cdot \frac{r_H}{r_H + (1 - h_{21B0}) R_6}. \quad (2.43)$$

Вихідний опір

$$r_{\text{вих}} \approx r_E + (1 - h_{21B}) (r_B + r_d). \quad (2.44)$$

Якщо ланцюжок з двох стабілітронів, ввімкнених зустрічно, підімкнути паралельно навантаженню, то можна стабілізувати змінну напругу (рис. 2.10).

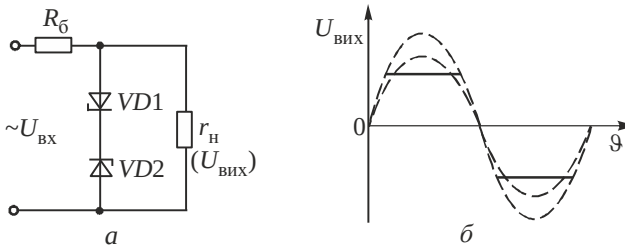


Рис. 2.10

2.6.3. Компенсаційні лінійні стабілізатори напруги

Залежно від струму навантаження в компенсаційних стабілізаторах (рис. 2.7) в якості регулювального елемента 1 використовується один або декілька транзисторів.

На рис. 2.11 наведені схеми регулювальних елементів, які відрізняються кількістю транзисторів і їх з'єднанням.

Мінімальний спад напруги на регулювальному елементі схеми на рис. 2.11,а визначається залежністю

$$U_{\text{pmin}} = U_{\text{КЕ2нас}} + U_{\text{ЕБ1}},$$

де $U_{\text{КЕ2нас}}$ — напруга колектор-емітер транзистора VT2 в режимі насичення; $U_{\text{ЕБ1}}$ — напруга емітер-база транзистора VT1.

Для регулювального елемента рис. 2.11,б

$$U_{\text{pmin}} = U_{\text{КЕ3нас}} + U_{\text{ЕБ2}} + U_{\text{ЕБ1}}.$$

У схемах регулювальних елементів рис. 2.11, в, г, е використовується додаткове джерело напруги $U_{\text{дод}}$, завдяки чому зменшується мінімальний спад напруги. Для схеми рис. 2.11, в

$$U_{\text{pmin}} = U_{\text{KE2нас}} + U_{\text{EB1}}.$$

Для схеми рис. 2.11, г

$$U_{\text{pmin}} = U_{\text{KE1нас}}.$$

У схемі регулювального елемента з додатковою симетрією і стабілізатором струму СС рис. 2.11, д

$$U_{\text{pmin}} = U_{\text{EB1}} + U_{\text{KE2нас}}.$$

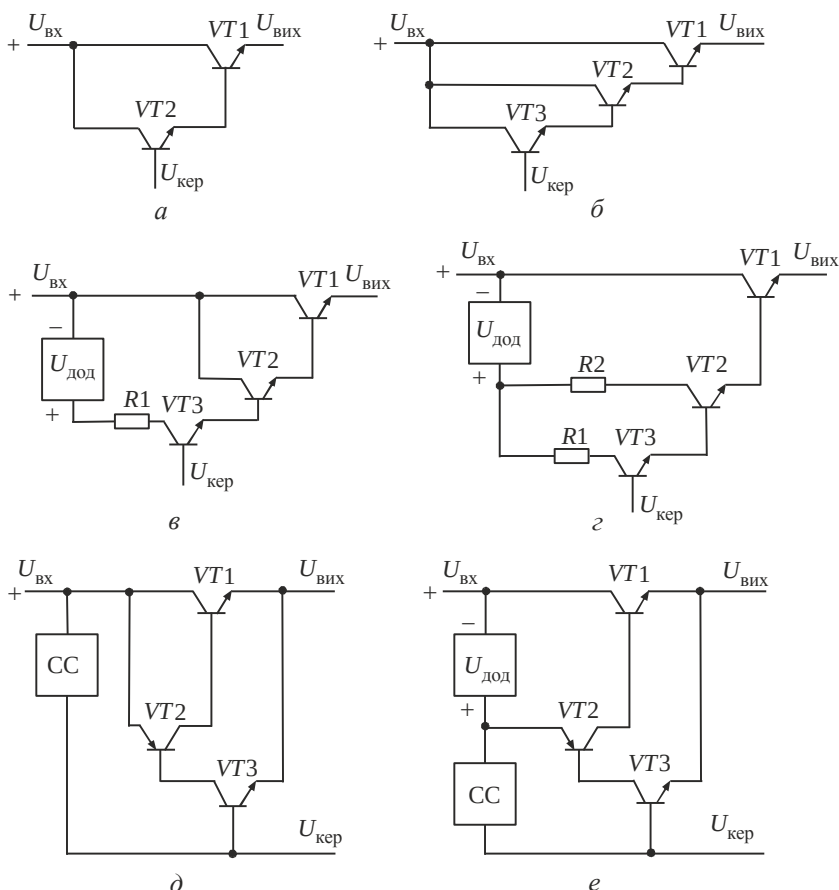


Рис. 2.11

У даному випадку зменшення U_{pmin} досягається завдяки тому, що при додатковій симетрії напруга насичення $U_{KE2нас}$ менша за напругу емітер-база U_{EB2} .

Ввімкнення в схему регулювального елемента додаткового джерела напруги $U_{дод}$ і стабілізатора струму СС (рис. 2.11,е) зменшує спад напруги, мінімальне значення якої дорівнює

$$U_{pmin} = U_{EB1} + U_{KE2min} - U_{дод},$$

при цьому повинна виконуватись умова

$$U_{дод} \geq U_{EB1} + U_{KE2min} - U_{KE1}.$$

При виконанні цієї умови напругу U_{pmin} можна зменшити до значення, близького до $U_{KE2нас}$.

На рис. 2.12,а наведена схема компенсаційного транзисторного стабілізатора напруги з підсилювачем у колі зворотного зв'язку, який має високий коефіцієнт стабілізації.

У цьому стабілізаторі напруга на резисторі $R2$ подільника напруги $R1, R2$ порівнюється з опорною (еталонною) напругою стабілітрона $U_{ст}$. Сигнал розузгодження підсилюється підсилювачем на транзисторі $VT2$ і надходить на базу регулювального транзистора $VT1$, змінюючи його опір таким чином, що вихідна напруга стабілізатора підтримується на заданому рівні з певною стабільністю.

Схема працює наступним чином. Припустимо, що внаслідок змен-

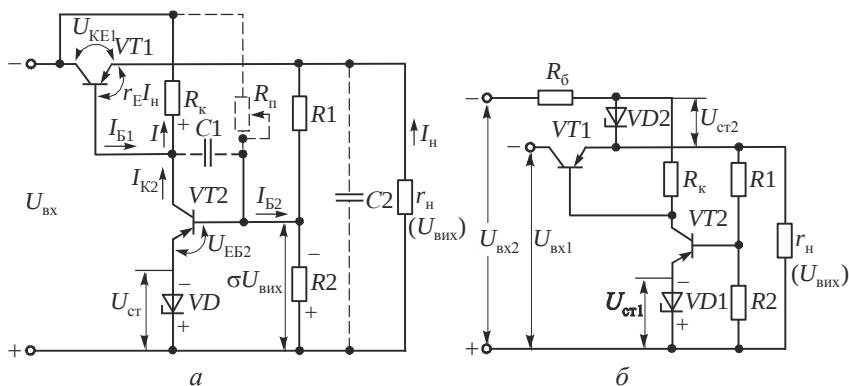


Рис. 2.12

шення $U_{\text{вх}}$ або збільшення струму навантаження $I_{\text{н}}$ вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ зменшилась. Тоді зменшиться напруга на резисторі R_2 . Так як, $U_{\text{ст}} \approx \text{const}$, то зменшення напруги на резисторі R_2 призведе до зменшення негативної напруги на базі VT_2 і, отже, до зменшення його базового та колекторного струмів. Зменшення I_{K_2} викличе зменшення спаду напруги на резисторі R_K , внаслідок чого напруга на базі VT_1 відносно його емітера стане більш негативною. Струми бази I_{B_1} і емітера I_{E_1} транзистора при цьому зростають, а спад напруги U_{KE_1} зменшується. Внаслідок цього вихідна напруга стабілізатора збільшується до початкового значення з деякою статичною похибкою регулювання.

При збільшенні $U_{\text{вх}}$ або при зменшенні $I_{\text{н}}$ вихідна напруга стабілізатора збільшується. При цьому за рахунок дії кола зворотного зв'язку струм бази транзистора VT_1 зменшиться, що призведе до збільшення спаду напруги U_{KE_1} та регульованому транзисторі, і, як наслідок, до зменшення $U_{\text{вих}}$ майже до початкового значення.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора визначається з виразу

$$K_u = \frac{dU_{\text{вх}}}{dU_{\text{вих}}} \cdot \frac{U_{\text{вих.ном}}}{U_{\text{вх.ном}}} \bigg|_{I_{\text{н}} = \text{const}} = \frac{dU_{\text{вх}}}{dU_{\text{вих}}} \chi_{\text{ном}}. \quad (2.45)$$

Якщо струм подільника $I_{\text{под}} = U_{\text{вих}} / (R_1 + R_2) \gg I_{B_2}$, а струм бази регульованого транзистора VT_1 $I_{B_1} \ll I_{K_2}$, $I_{E_1} \approx I_{\text{н}}$, $U_{\text{ст}} = \text{const}$, то

$$U_{EB_2} = R_2 U_{\text{вих}} / (R_1 + R_2) - U_{\text{ст}} = \sigma U_{\text{вих}} - U_{\text{ст}}, \quad (2.46)$$

де $\sigma = R_2 / (R_1 + R_2) = (U_{\text{ст}} + U_{EB_2}) / U_{\text{вих}} < 1$ — коефіцієнт передавання подільника вихідної напруги.

Напруга U_{EB_2} підсилюється підсилювачем постійного струму на транзисторі VT_2 і виділяється на навантажувальному резисторі R_K

$$\begin{aligned} U_{R_K} &= U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}} - I_{B_1} r_{B_1} - I_{E_1} r_{E_1} = \\ &= U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}} - I_{\text{н}} [(1 - h_{21E_1}) r_{B_1} + r_{E_1}], \end{aligned} \quad (2.47)$$

де $I_{B_1} = (1 - h_{21E_1}) I_{E_1} = (1 - h_{21E_1}) I_{\text{н}}$.

Динамічний коефіцієнт підсилення підсилювача постійної напруги з урахуванням виразів (2.46) і (2.47)

$$K_{\Pi 2} = \frac{U_{R_K}}{U_{ЕБ2}} = \frac{U_{ВХ} - U_{ВІХ} - I_H \left[(1 - h_{21Е1}) r_{Б1} + r_{Е1} \right]}{\sigma U_{ВІХ} - U_{СТ}}. \quad (2.48)$$

З виразу (2.48) визначаємо вихідну напругу стабілізатора

$$U_{ВІХ} = \frac{U_{ВХ}}{K_{\Pi 2} \sigma + 1} + \frac{K_{\Pi 2} U_{СТ}}{K_{\Pi 2} \sigma + 1} - \frac{I_H \left[(1 - h_{21Е1}) r_{Б1} + r_{Е1} \right]}{K_{\Pi 2} \sigma + 1}. \quad (2.49)$$

Продиференціювавши вираз (2.49) за змінною напругою $U_{ВХ}$, уважаючи, що $I_H \approx \text{const}$, $U_{СТ} = \text{const}$, з урахуванням умови $K_{\Pi 2} \sigma \gg 1$ одержуємо

$$dU_{ВІХ} / dU_{ВХ} = (K_{\Pi 2} \sigma + 1) \approx K_{\Pi 2} \sigma. \quad (2.50)$$

Підставляючи (2.50) у (2.45), визначимо коефіцієнт стабілізації стабілізатора

$$K_u = K_{\Pi 2} \sigma \chi_{\text{ном}}. \quad (2.51)$$

У вираз (2.51) не входить коефіцієнт підсилення регульовального транзистора $VT1$. Це пояснюється тим, що відносно резистора R_K і навантаження r_H транзистор $VT1$ ввімкнений за схемою емітерного повторювача, який має коефіцієнт підсилення за напругою близький до одиниці.

Вихідний опір стабілізатора визначимо, продиференціювавши вираз (2.49) за змінним струмом I_H , уважаючи, що $U_{СТ} = \text{const}$, $U_{ВХ} = \text{const}$,

$$\begin{aligned} r_{ВІХ} &= -dU_{ВІХ} / dI_H = \left[(1 - h_{21Е1}) r_{Б1} + r_{Е1} \right] / (K_{\Pi 2} \sigma + 1) \approx \\ &\approx r_{ВХ1} / (K_{\Pi 2} \sigma), \end{aligned} \quad (2.52)$$

де $r_{ВХ1} = (1 - h_{21Е1}) r_{Б1} + r_{Е1}$ — вхідний опір регульовального транзистора у схемі з спільною базою.

З урахуванням внутрішнього опору джерела вхідної напруги $r_{ВН}$

$$r_{ВІХ} \approx (r_{ВХ1} + r_{ВН}) / (K_{\Pi 2} \sigma). \quad (2.53)$$

Основні показники стабілізатора тим кращі, чим стабільніша напруга $U_{СТ}$ і чим більший добуток $K_{\Pi 2} \sigma$. Стабільність напруги $U_{СТ}$ досягається застосуванням стабілітронів з меншим диференціальним опором r_d . Для збільшення σ треба вибрати напругу $U_{СТ}$, близькою за

величиною до вихідної. У практичних схемах $U_{\text{ст}} \leq U_{\text{вих}} - (2...3) \text{ В}$.

Коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача постійної напруги

$$K_{\Pi 2} = \frac{h_{21E2} r_{K1} R_K}{R_{\text{вх}2} (r_{K1} + R_K)}, \quad (2.54)$$

де h_{21E2} — коефіцієнт підсилення транзистора VT2 ;

$R_{\text{вх}2} = r_{\text{Б}2} + (r_{\text{Е}2} + r_{\text{д}})(1 + h_{21E2})$ — вхідний опір підсилювача постійної напруги (впливом подільника $R1, R2$ нехтуємо); $r_{\text{д}}$ — диференціальний опір стабілітрона VD .

З виразу (2.54) видно, що для збільшення $K_{\Pi 2}$ треба вибирати транзистори підсилювача з високим коефіцієнтом підсилення та збільшувати опір колекторного навантаження R_K . Проте зі збільшенням R_K зменшується струм бази регульовального транзистора $I_{\text{Б}1}$, що призводить до обмеження струму навантаження $I_{\text{н}} = h_{21E1} I_{\text{Б}1}$. З метою покращення якісних показників і підвищення навантажувальної здатності стабілізатора регульовальний елемент виконують на складеному транзисторі (рис. 2.11,а, б). Ввімкнення узгоджувальних транзисторів дозволяє зменшити струм бази регульовального елемента до величини $I'_{\text{Б}1} = I_{\text{н}} / (h_{21E1} h_{21E2})$ для схеми рис.2.11,а і до величини $I'_{\text{Б}1} = I_{\text{н}} / (h_{21E1} h_{21E2} h_{21E3})$ для схеми рис. 2.11,б, а відтак, збільшити опір резистора R_K і коефіцієнт підсилення $K_{\Pi 2}$.

У розглянутому стабілізаторі опір R_K є спільним для колекторного кола транзистора VT2 та базового кола транзистора VT1. У результаті в стабілізаторі існує позитивний зворотний зв'язок за вхідною напругою, який погіршує коефіцієнт стабілізації. Для усунення його впливу вводять негативний зворотний зв'язок за вхідною напругою безпосередньо на базу транзистора VT2 за допомогою змінного резистора R_{Π} (на рис. 2.12,а показаний пунктиром). Необхідну величину опору встановлюють шляхом регулювання: $R_{\Pi} \approx R_1 \sigma (K_{\Pi 2} - 1)$.

Незважаючи на те, що схема регулювання являє собою схему з негативним зворотним зв'язком, в якій самозбудження повинно виключатися, проте на деяких частотах (звичайно високих) стабілізатор схиль-

ний до втрати стійкості. Цьому сприяє великий коефіцієнт підсилення схеми керування та паразитні параметри всієї схеми. Для підвищення стійкості стабілізатора застосовують корекцію його амплітудно-частотної характеристики: конденсатор $C1$ вносить негативний зворотний зв'язок у транзистор $VT2$, а конденсатор $C2$ практично закорочує височастотні паразитні коливання, які можуть виникнути. Зворотний зв'язок за рахунок конденсатора $C1$ призводить до частотозалежного зменшення коефіцієнта підсилення (з підвищенням частоти підсилення зменшується) і звуження частотної характеристики системи регулювання, а отже, до підвищення інерційності та погіршення динаміки. Тому значення $C1$ не повинно бути більшим декількох тисяч пікофарад. Конденсатор $C2$ виявляє сприятливий вплив при імпульсному навантаженні. На протязі тривалої паузи він заряджається малим струмом, а розряджається великим струмом за короткий час сигналу. Це дозволяє суттєво зменшити потужність самого стабілізатора. Ємність $C2$ інколи виконують у вигляді електролітичного (працює до частот декілька сотень кГц) і слюдяного, або керамічного, працюючого на більш високих частотах.

Для суттєвого підвищення коефіцієнта стабілізації і зниження втрат потужності на регульовальному транзисторі застосовують живлення підсилювального каскаду від окремого стабілізованого джерела (рис. 2.12,б). У цьому стабілізаторі виключена дестабілізуюча дія вхідної напруги безпосередньо на базу транзистора $VT1$.

При зміні вихідної напруги стабілізатора змінюється струм бази і струм колектора підсилювального транзистора $VT2$. Напруга на резисторі R_k дорівнює різниці напруг $U_{R_k} = U_{ст2} - U_{ЕБ1}$. Через те, що напруга $U_{ст2} \approx \text{const}$, а напруга $U_{ЕБ1}$ у процесі роботи змінюється мало, то напругу U_{R_k} можна вважати величиною постійною $U_{R_k} = \text{const}$. Внаслідок цього, постійною буде також сума струмів $I_{Б1} + I_{К2}$, що протікають через резистор R_k , $I = I_{Б1} + I_{К2} \approx \text{const}$.

З даного рівняння випливає, що природи струму бази регульовального транзистора рівні за величиною і протилежні за знаком приростам струму колектора транзистора $VT2$, які залежать лише від величини сигналу на виході вимірювального елемента.

Коефіцієнт стабілізації визначається виразом

$$K_u = \sigma K_{\Pi 2} \frac{K_{u2} \chi'_{\text{ном}} \mu_p \chi_{\text{ном}}}{K_{u2} \chi'_{\text{ном}} + \mu_p \chi_{\text{ном}}}, \quad (2.55)$$

де $\mu_p = (r_{\text{Б1}} + h_{21\text{Б}} r_{\text{К1}}) / (r_{\text{Е1}} + r_{\text{Б1}}) \approx r_{\text{К1}} / r_{\text{Б1}}$ — коефіцієнт підсилення за напругою регулювального транзистора VT1 (μ_p складає декілька сотень); $K_{u2} = R_{\text{Г}} U_{\text{СТ2НОМ}} / r_{\text{Д2}} U_{\text{ВХ2НОМ}}$ — коефіцієнт стабілізації напруги $U_{\text{СТ2}}$ за вхідною напругою $U_{\text{ВХ2НОМ}}$; $\chi'_{\text{ном}} = U_{\text{ВХНОМ}} / U_{\text{СТ2НОМ}}$; $\chi_{\text{ном}} = U_{\text{ВХНОМ}} / U_{\text{ВХ1НОМ}}$; $r_{\text{Д2}}$ — диференціальний опір стабілітрона VD2.

Як випливає з виразу (2.55), коефіцієнт стабілізації залежить від коефіцієнта підсилення транзистора VT1, який у цьому стабілізаторі ввімкнений за схемою з спільним емітером і тому підсилює напругу, а також від коефіцієнта стабілізації додаткового джерела K_{u2} .

При високій стабільності джерела $U_{\text{СТ2}}$ $K_{u2} \chi'_{\text{ном}} \gg \mu_p \chi_{\text{ном}}$ і коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx \sigma K_{\Pi 2} \mu_p \chi_{\text{ном}}.$$

При низькій стабільності джерела $U_{\text{СТ2}}$ $K_{u2} \chi'_{\text{ном}} \ll \mu_p \chi_{\text{ном}}$ і коефіцієнт стабілізації

$$K_u \approx \sigma K_{\Pi 2} K_{u2} \chi'_{\text{ном}}.$$

Таким чином, при високій стабільності напруги $U_{\text{СТ2}}$ можна одержати K_u , який дорівнює декільком тисячам, тобто на порядок більший, ніж при малій стабільності. Стабільність напруги $U_{\text{СТ2}}$ можна підвищити, застосувавши двокаскадний параметричний стабілізатор або замінивши резистор $R_{\text{Г}}$ високоомним транзисторним (термостабілізуючим) двополусником.

Вихідний опір стабілізатора

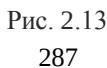
$$r_{\text{вих}} \approx \frac{r_{\text{Е1}} + (1 - h_{21\text{Б1}}) r_{\text{Б1}}}{h_{21\text{Б1}} K_{\Pi 2} \sigma} \approx \frac{r_{\text{ВХVT1}}}{h_{21\text{Б1}} K_{\Pi 2} \sigma} \quad (2.56)$$

і в практичних схемах має величину порядку тисячних частин Ома.

З виразів (2.51), (2.52), (2.55), (2.56) видно, що в схемі рис. 2.12,б

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора можна збільшити, якщо резистор R_K у схемах рис. 2.12 замінити високоомним транзисторним (струмостабілізуючим) двополосником (рис. 2.13) з великим опором струму, який змінюється, і малим опором постійному (незмінному) струму. Напруга U_{CT1} на базі транзистора VT4 стабілізована стабілітроном VD1 і мало залежить від зміни вхідної напруги. Замість стабілітрона VD1 часто використовують стабістори або 1-2 діоди, ввімкнених у прямому напрямку. Відносно напруги U_{CT1} транзистор VT4 ввімкнений як емітерний повторювач, тому напруга U_{R2} на опорі емітерного навантаження а, отже, і струм емітера транзистора VT4 практично не залежить від змін вхідної напруги $U_{R2} = U_{CT1} - U_{EB4} \approx \text{const}$; $I_{E4} = U_{R2} / R_2 = (U_{CT1} - U_{EB4}) / R_2 \approx \text{const}$.

Отже, прирости струму бази складеного транзистора $VT1-VT2$ рівні за величиною і протилежні за знаком приростам колекторного



струму транзистора $VT3$ $\Delta I_{B2} = -\Delta I_{K3}$ і залежать лише від величини сигналу на виході схеми порівняння. Застосування стабілізатора струму еквівалентно вмиканню в колекторне коло підсилювального транзистора резистора $R_{кекв}$ з дуже великим опором, який дорівнює диференціальному опору струмостабілізуючого двополюсника в точках **а-б**,

$$R_{кекв} = \frac{h_{21E4} r_{K4} R_1 R_2}{R_1 R_2 + h_{21E4} r_{д1} r_{K4}}. \quad (2.57)$$

Для розрахунку коефіцієнта стабілізації і вихідного опору схеми використовують формули (2.51)...(2.54) з заміною R_K на $R_{кекв}$. Так як опір $R_{кекв}$ дуже великий, то схема забезпечує високий коефіцієнт стабілізації ($K_u > 500$) і вихідний опір порядку сотих часток Ома.

Для збільшення $R_{кекв}$ у стабілізаторі струму використовують транзистор $VT4$ з великим коефіцієнтом підсилення h_{21E4} та підвищують стабільність опорної напруги $U_{ст1}$, застосовуючи стабілітрони з малим диференціальним $r_{д1}$. В ідеальному випадку при $r_{д1} = 0$ опір $R_{кекв}$ досягає максимального значення $R_{кекв} = h_{21E4} r_{K4}$.

Стабілізатори струму будують за схемами, аналогічним схемам стабілізаторів напруги, з тією різницею, що замість резистора $R1$ (рис. 2.12,а) вмикається опір навантаження r_n . При цьому напруга на резисторі $R2$, пропорційна струму навантаження, підтримується незмінною і рівною за величиною опорній напрузі. У результаті в стабілізаторі буде здійснюватися стабілізація струму навантаження. Через додаткові втрати потужності в резисторі $R2$ стабілізатори струму мають низький ККД.

Для підвищення коефіцієнта стабілізації в якості підсилювачів постійного струму використовують диференціальні каскади та операційні підсилювачі. На рис. 2.14 в якості приклада наведена схема стабілізатора напруги з операційним підсилювачем К153УД1. Особливістю схеми є наявність вхідного подільника напруги $R1$, $R2$, напруга з якого через діод $VD1$ подається на неінвертувальний вхід ОП. Таке схемне рішення застосовано для забезпечення надійного вмикання стабілізатора в режим стабілізації при подачі вхідної напруги. У деяких

випадках збій має місце в процесі вмикання у зв'язку з тим, що при достатньо великій напрузі зміщення операційного підсилювача його вихідний каскад входить в режим насичення і його вихідна напруга не перевищує десятих часток вольт. Ця напруга нижча рівня, потрібного для відкриття регульовального транзистора. Опір вихідного подільника напруги вибирають з умов

$$\frac{U_{\text{вх min}} R_2}{R_1 + R_2} > U_{\text{VD1 max}} + U_{\text{зм max}}; \quad \frac{U_{\text{вх max}} R_2}{R_1 + R_2} < U_{\text{ні вх}},$$

де $U_{\text{VD1 max}}$ — максимальний спад напруги на діоді $VD1$; $U_{\text{вх min}}$, $U_{\text{вх max}}$ — мінімальна і максимальна входні напруги стабілізатора; $U_{\text{зм max}}$ — максимальна напруга зміщення операційного підсилювача; $U_{\text{ні вх}}$ — напруга на неінвертувальному вході операційного підсилювача при номінальному режимі стабілізатора.

Діод $VD1$ вибирають з малим значенням зворотного струму.

Операційний підсилювач застосовується в основному в джерелах електроживлення з вихідною напругою вище 30 В, тому що інтегральні стабілізатори на такі напруги не випускають.

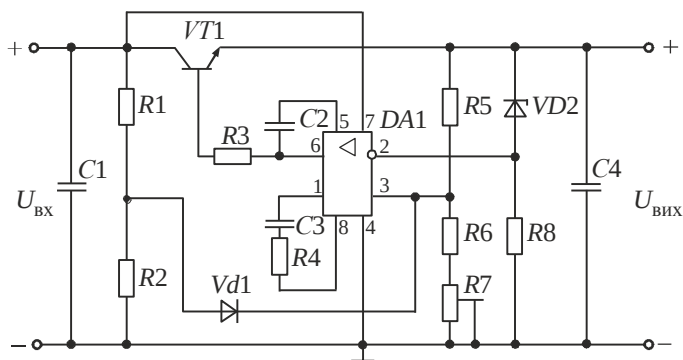


Рис. 2.14

2.6.4. Стабілізатори на інтегральних мікросхемах

Одним з основних напрямків мініатюризації джерел вторинного електроживлення є застосування інтегральних стабілізаторів. У порівнянні з стабілізаторами в дискретному виконанні інтегральні стабіліза-

тори володіють високими якісними і масо-габаритними показниками, універсальністю, надійністю і повторюваністю параметрів, порівняно з низькою вартістю.

В компенсаційних стабілізаторах напруги з вихідними напругами до 30 В широко використовуються інтегральні стабілізатори серії 142ЕН. Випускаються інтегральні стабілізатори двох видів для джерел електроживлення:

1) з регульованою вихідною напругою (142ЕН1А, Б; 142ЕН2А, Б; 142ЕН3, 4; 142ЕН10; 142ЕН11, 12; 142ЕН13; 142ЕН16);

2) з фіксованою вихідною напругою (142ЕН5А, Б, В, Г; 142ЕН6А, Б, В, Г; 142ЕН8А, Б, В; 142ЕН9А, Б, В).

До основних параметрів інтегральних стабілізаторів відносяться:

$U_{\text{вих}}$ — номінальна вихідна напруга і межі її технологічного відхилення від номінального значення (для стабілізаторів з фіксованою напругою);

$U_{\text{вих min}} \dots U_{\text{вих max}}$ — межі устанавлення вихідної напруги (для регульованих стабілізаторів);

$I_{\text{вих max}}$ — максимальний вихідний струм;

$U_{\text{вх max}}, U_{\text{вх min}}$ — мінімальне та максимальне значення вхідної напруги;

$\chi_u = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \frac{100}{U_{\text{вих}}} [\% / \text{В}]$ — відносна нестабільність при зміні вхідної напруги;

$\chi_i = \frac{(\Delta U_{\text{вих}})_i}{I_{\text{вих max}}} \cdot \frac{100}{U_{\text{вих}}} [\% / \text{А}]$ — відносна нестабільність вихідної напруги при зміні вихідного струму;

$U_{\text{p min}}$ — мінімальний спад напруги на регульованому елементі;

$P_{\text{p max}}$ — максимально допустима потужність розсіювання.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора K_u і χ_u зв'язані між собою наступним виразом

$$K_u = \frac{100}{\chi_u} \cdot \frac{1}{U_{\text{вх}}}.$$

Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою являють собою функціонально закінчені мікросхеми. Вони відрізняються більшою потужністю у порівнянні з першим типом. В табл. 2.2 і 2.3 наведені основні параметри мікросхем серії 142 з регульованою та фіксованою вихідними напругами відповідно.

В стабілізаторах з регульованою напругою передбачені виводи для підключення зовнішнього подільника у колі зворотного зв'язку для встановлення потрібної вихідної напруги. Всі мікросхеми серії 142ЕН (за виключенням 142ЕН1, 2) наділені вмонтованими вузлами захисту від перевантаження за струмом і короткого замикання в навантаженні, а також вузлами теплового захисту. Струмівий захист спрацьовує, якщо струм навантаження перевищує гранично допустимий вихідний струм мікросхеми. При цьому регульовальний елемент переводиться в режим обмеження струму і вихідна напруга стабілізатора зменшується. Після зняття перенавантаження відбувається автоматичне повернення стабілізатора в робочий стан. Якщо перенавантаження не усунено, то внаслідок протікання струму відбувається розігрів кристала, що викликає спрацювання теплового захисту. Тепловий захист вимикає стабілізатор при нагріванні кристала до температури $+175^{\circ}\text{C} \pm 10$, яка відповідає гранично допустимому значенню.

Повторне ввімкнення стабілізатора можливе лише після зниження температури кристала до безпечної величини. Наявність теплового захисту дозволяє повніше використовувати мікросхему за потужністю. В мікросхемах 142ЕН3, 4 можна коригувати поріг спрацювання струмового і теплового захистів підключенням навісних резисторів. Для захисту від перенавантажень за струмом мікросхем 142ЕН1, 2 використовується внутрішній захисний транзистор, до якого підключають зовнішній датчик струму та резистивний подільник, які визначають поріг спрацювання захисного пристрою. З метою корекції частотних характеристик та усунення самозбудження в стабілізаторах 142ЕН1, 2, 3, 4, 6 передбачені виводи для підключення зовнішніх коригуючих конденсаторів. У всіх інших мікросхемах здійснена внутрішня корекція.

Таблиця 2.2

Умовне позначення	Класифікаційні параметри в нормальних кліматичних умовах					Вихід- ний струм, А	Діапазон вхідної напруги, В	Діапазон робочих температур, °С
	Мінімальна вихідна напруга, В	Максимальна вихідна напруга, В	Нестабільність за напругою, %/В, не більше	Нестабільність за струмом, %/А, не більше	Мінімальний спад напруги, В,не більше			
142ЕН1А	3	12	0,3	11,1	2,5* 4,5**	0,15***	від 9 до 20	від -60 до +125
142ЕН1Б	3	12	0,1	4,4			не більше 40	
142ЕН2А	12	30	0,3	11,1				
142ЕН2Б	12	30	0,1	4,4				
142ЕН3	3	30	0,05	0,25	3	1	від 9 до 45	від -60 до +125
142ЕН4	3	30	0,05	0,25	4			
142ЕН10	мінус 3	мінус 30	0,05	1,0	2,5	1	від -9 до - 40	
142ЕН11	мінус 1,2...1,3	мінус 37	0,02	0,33	3,5	1,5	від -5 до -41,5	від -60 до +125
142ЕН12	1,2...1,3	57	0,02	0,2	3,5	1,5	від 5 до 61,3	
142ЕН13	мінус 3	мінус 22	0,1	10	3	0,1	від -9 до -25,5	від -60 до +125
142ЕН16	3	25					від 10 до 30	

* Для схем з роздільними вихідними напругами при -60°С.

** Для схем з сумісною вихідною напругою при мінус -60°С.

*** При $P_{\text{роз}} < P_{\text{розгр}}$

Таблиця 2.3

Умове позначення	Класифікаційні параметри в нормальних кліматичних умовах					Вихідний струм, А	Діапазон вхідної напруги, В	Діапазон робочих температур, °С
	Мінімальна вихідна напруга, В	Максимальна вихідна напруга, В	Нестабільність за напругою, %/В, не більше	Нестабільність за струмом, %/А, не більше	Мінімальний спад напруги, В, не більше			
142ЕН5А	5	±2	0,05	1,0	2,5	3	Не більше 15 В	від -60 до +125
142ЕН5Б						2		
142ЕН5В								
142ЕН5Г								
142ЕН6А	±15	±2	0,0015	1,0	2,5* 3,0**	0,2	+40 -40	від -60 до +125
142ЕН6Б			0,005					
142ЕН6В		±6,7						
142ЕН6Г								
142ЕН8А	9	±4,3	0,05	0,67	2,5	0,15	Не більше 35 В	від -60 до +125
142ЕН8Б	12							
142ЕН8В	15							
142ЕН9А	20	±2	0,05	0,67	2,5	0,15	Не більше 40 В	від -60 до +125
142ЕН9Б	24							
142ЕН9В	27							

* На позитивному каналі

** На негативному каналі

У мікросхемах 142ЕН1, 2, 3, 4, 10 є пристрої для дистанційного вимикання стабілізатора зовнішнім керуючим сигналом. При подачі керуючого імпульсу на відповідний вхід відбувається закриття регульовального елемента і вихідна напруга стабілізатора зменшується практично до нуля. Ця властивість мікросхем використовується в багатоканальних джерелах вторинного електроживлення у тих випадках, коли подача вихідних напруг окремих каналів до споживача повинна здійснюватись в певній послідовності (наприклад, у пристроях живлення ЕОМ).

Мікросхема 142ЕН6 має двополярний вихід. Обидві вихідні напруги узгоджено змінюються, що важливо для живлення операційних підсилювачів. На два входи схеми подаються дві різнополярні напруги. Напруги двох різнополярних виходів можуть регулюватися зовнішнім резистором, який підключається до відповідних виводів.

Інтегральні стабілізатори серії КР142ЕН призначені для менш жорстких умов експлуатації у порівнянні з серією 142ЕН (за діапазоном робочих температур). Основні параметри мікросхем цієї серії практично співпадають з параметрами схем серії 142ЕН.

Особливості схемотехніки інтегральних стабілізаторів серії 142ЕН розглянемо на прикладі мікросхем 142ЕН1, 2, принципова схема яких наведена на рис. 2.15. Регульовальний елемент стабілізатора виконаний на складеному транзисторі VT6, VT7. Підсилювач сигналу розузгод-

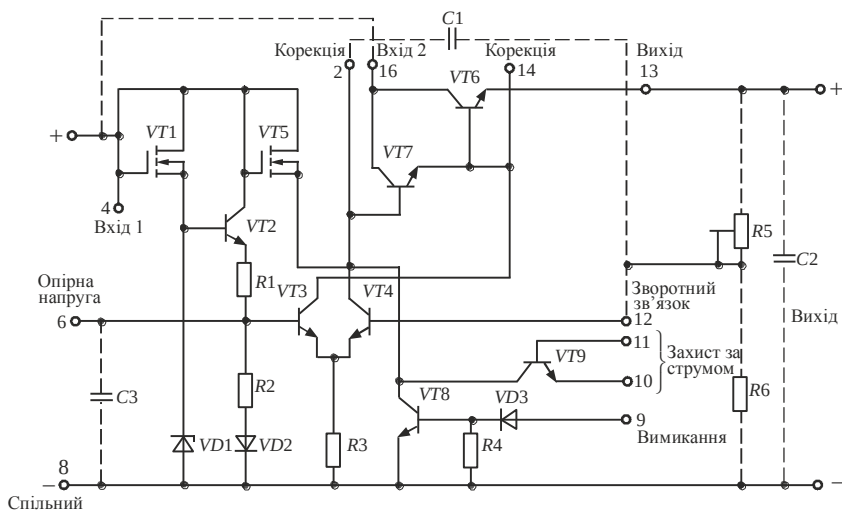


Рис. 2.15

ження виконаний за диференціальною схемою на транзисторах $VT3, VT4$ і резисторі $R3$. Опорна напруга $U_{оп}$, яка знімається з резистора $R2$ і термокомпенсувального діода $VD2$, стабілізується транзисторним стабілізатором напруги $VT2$, $R1$, $VD1$, $VT1$. Величина опорної напруги мікросхеми $U_{оп} = 2,4 \pm 0,36 В$. При необхідності між виводами 6 та 8 вмикають зовнішнє джерело опорної напруги з більшою напругою. Для підвищення стабільності вихідної напруги струм опорного стабілітрона $VD1$ і струм у колі живлення підсилювального транзистора $VT4$ стабілізуються стабілізаторами струму на польових транзисторах $VT1$, $VT5$ з ізовольованим затвором. Транзистор $VT9$ у сполученні з навісними елементами використовується для захисту стабілізатора від струмових перевантажень. Транзистор $VT8$ призначений для вимикання стабілізатора зовнішнім керуючим сигналом, що подається на вивід 9, а також може бути використаний для пристрою захисту від перевантажень. Діод $VD3$ запобігає подачі негативної напруги на базу транзистора $VT8$ і збільшує завадостійкість вузла відмикання. При відкритті транзистора $VT8$ шунтується вихід підсилювача розузгодження і регулювальний елемент закривається. Для виконання інтегральною схемою функцій стабілізатора до її виводів треба підімкнути навісні елементи, показані на рис. 2.15 пунктиром. Подільник зворотного зв'язку $R5$, $R6$ підмикають між виводами 8 і 13 паралельно навантаженню, а середню точку приєднують до виводу 12, з'єднаного з базою транзистора $VT4$. Величину струму подільника вибирають у межах 1,5...10 мА. Чим більше $I_{под}$, тим вища температурна стабільність вихідної напруги. Резистори подільника розраховуються за формулами

$$R_5 = \frac{U_{вих} - U_{оп}}{I_{под}}, \quad R_6 = \frac{U_{оп}}{I_{под}}.$$

Для попередження самозбудження стабілізатора через великий коефіцієнт підсилення контуру регулювання до виводів 2, 12 і 6, 8 треба підмикати коригуючі конденсатори. Типові ємності конденсаторів при рівнях вихідної напруги менше 5В складають $C1 = C3 > 0,1 \mu\text{Ф}$. При рівнях вихідної напруги вище 5В ємності конденсаторів можуть складати $C1 = C3 \geq 100 \text{ пФ}$.

З метою покращення динамічних характеристик при імпульсній зміні струму навантаження і підвищення стійкості стабілізатора, до вихідних виводів 8, 13 підключають конденсатор $C2$ ємністю 1...10 мкФ.

Регулювання вихідної напруги досягається зміною опору резистора $R5$ вихідного подільника.

З метою покращення стабільності вихідної напруги у склад подільника напруги вводиться стабілітрон $VD2$ (рис. 2.16). У цьому випадку відхилення вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$ визначається формулою

$$\Delta U_{\text{вих}} \approx \Delta U_{33} + (r_{d2}/R_2) \Delta U_{33},$$

де ΔU_{33} — напруга зворотного зв'язку, що надходить з подільника на вивід 12 мікросхеми; r_{d2} — диференціальний опір стабілітрона.

Вихідна напруга стабілізатора

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст2}} + U_{\text{оп}},$$

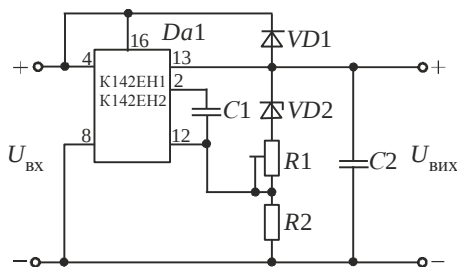
де $U_{\text{ст2}}$ — напруга стабілізації стабілітрона $VD2$; $U_{\text{оп}}$ — внутрішня опорна напруга мікросхеми.

Через те, що при виготовленні стабілітрона та резистора неминучий технологічний розкид параметрів, для одержання заданої вихідної напруги в подільник вмикається змінний резистор $R1$, опір якого $R1 < R2$. Опір резистора $R2$ вибирається з урахуванням співвідношення

$$R_2 \leq U_{\text{оп min}} / I_{VD2 \text{ min}},$$

де мінімальне значення внутрішньої опорної напруги мікросхеми $U_{\text{оп min}} \approx 2 \text{ В}$;

$I_{VD2 \text{ min}}$ — мінімально допустимий струм стабілітрона.



Опір резистора $R1$ можна прийняти рівним

$$R_1 = (0,8 + \Delta U_{\text{ст}} / U_{\text{оп min}}) R_2,$$

де $\Delta U_{\text{ст}}$ — відхилення напруги стабілізації стабілітрона.

Рис. 2.16

Діод $VD1$, що ввімкнений між виводами 13 і 4, править для захисту мікросхеми при відімкненні вхідної напруги.

При малих спадах напруги на мікросхемі 124ЕН2 (менше 4,5 В) її стабілізуючі властивості погіршуються, тому що має місце розкид значень залишкових напруг стабілізаторів струму у колах джерела опорної напруги та диференціального підсилювача у складі мікросхеми. У цьому випадку відбувається зміщення робочої точки транзистора стабілізатора струму з активної області в область насичення, що призводить до зниження стабільності опорної напруги. Для зменшення спаду напруги на мікросхемі без погіршення її стабільності стабілізатор виконується з роздільними вхідними напругами $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$ (рис. 2.17).

У такій схемі різниця напруг $U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}} \approx 2,5 \text{ В}$, що підвищує ККД стабілізатора. Напруга $U_{\text{вх1}}$ попередньо стабілізується і подається на вхід опорного джерела (вивід 4). При цьому повинна виконуватися умова $U_{\text{вх1}} \geq U_{\text{вх2}}$.

Регулювання вихідної напруги здійснюється резистором $R4$, значення якого повинно складати приблизно 20 кОм. Резистор $R5$ вибирається рівним 1,2 кОм. При його виборі треба враховувати, що в діапазоні розкиду опорної напруги $U_{\text{оп}}$ струм вихідного подільника $R4$, $R5$ повинен бути не менше 1,5 мА.

Інтегральний стабілізатор типу 142ЕН1 (або 142ЕН2) може бути використаний для побудови схем паралельного стабілізатора, де він застосовується в якості вузла порівняння з опорною напругою і підсилення сигналу розузгодження. Регульовальний елемент у цьому випадку вміщує додатковий зовнішній транзистор $VT1$, резистори та

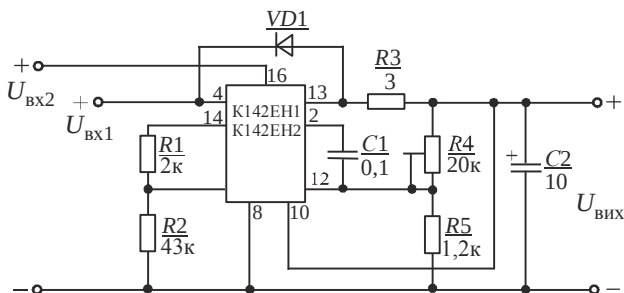


Рис. 2.17

стабілітрон $VD1$, що дозволяє забезпечити фазовий зсув сигналу розузгодження, який потрібен для одержання від'ємного зворотного зв'язку у паралельному стабілізаторі (рис. 2.18).

При зміні струму на виході мікросхеми (вивід 13) під дією сигналу зворотного зв'язку, що надходить на вивід 12, відбувається зміна струму через регульовальний транзистор мікросхеми. Паралельно цьому транзистору мікросхеми ввімкнене коло зі стабілітрона $VD1$ і переходу база-емітер транзистора $VT1$. Тому при зміні струму через транзистор мікросхеми змінюється струм через стабілітрон $VD1$, струм бази та струм колектора транзистора $VT1$, причому зміна струму навантаження та струму колектора транзистора $VT1$ мають різні знаки.

Різниця напруг $U_{вх}$ і $U_{вих}$ виділяється на баластному резисторі $R3$, через який тече сумарний струм

$$I_{R3} = I_{KVT1} + I_{сп} + I_{под} + I_{вих},$$

де I_{KVT1} — струм колектора транзистора $VT1$; $I_{сп}$ — струм, що споживається інтегральним стабілізатором; $I_{под}$ — струм подільника вихідної напруги; $I_{вих}$ — струм навантаження.

У паралельному стабілізаторі напруги повинні виконуватися умови $I_{R3}^2 R_3 \leq P_{роздоп}$, $I_{KVT1max} U_{вих} \leq P_{роздоп}$, де $P_{роздоп}$ — припустима потужність розсіювання резистора $R3$ і транзистора $VT1$; $I_{KVT1max}$ — струм колектора транзистора $VT1$ при струмі навантаження $I_{вих} = 0$.

Опір резистора $R2$

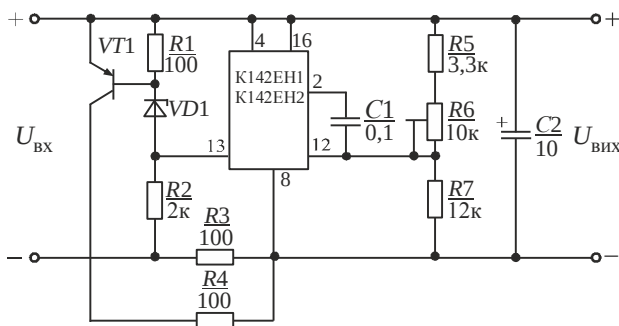


Рис. 2.18

$$R_2 = \frac{U_{\text{вхmin}} - U_{\text{VD1}} - U_{\text{ЕБ}}}{\left(I_{\text{вих max}} / h_{21\text{Еmin}}\right) + U_{\text{ЕБ}} / R_1},$$

де $U_{\text{вхmin}}$ — мінімальна вхідна напруга стабілізатора; U_{VD1} — напруга стабілізації стабілітрона VD1; $U_{\text{ЕБ}}$ — напруга емітер - база транзистора VT1; $I_{\text{вих max}}$ — максимальний струм навантаження; $h_{21\text{Еmin}}$ — мінімальне значення статичного коефіцієнта підсилення транзистора VT1.

Опір резистора R_1

$$R_1 = U_{\text{ЕБ}} h_{21\text{Еmin}} / \left(I_{\text{VD1min}} h_{21\text{Еmin}} - I_{\text{кmin}}\right).$$

Для мікросхеми 142ЕН1А, Б напруга стабілізації стабілітрона VD1 вибирається в межах

$$4\text{В} \leq U_{\text{VD1}} + U_{\text{ЕБ}} \leq 12\text{В},$$

для мікросхеми 142ЕН2А, Б — в межах

$$4\text{В} \leq U_{\text{VD1}} + U_{\text{ЕБ}} \leq 37\text{В}.$$

Опір резисторів R_5, R_6, R_7 подільника вихідної напруги вибирається з умови

$$U_{\text{вих min}} = U_{\text{VD1}} + U_{\text{ЕБ}} + U_{\text{оп min}}.$$

$$\text{Тоді } (R_5 + R_6 + R_7)_{\text{min}} = U_{\text{вих min}} / I_{\text{под}}.$$

При будь-яких значеннях напруги $U_{\text{оп}}$ струм подільника $I_{\text{под}} \geq 1,5\text{мА}$.

Максимальна вихідна напруга

$$U_{\text{вих max}} = U_{\text{вх}} - U_{R3} = U_{\text{вх}} - R_3 \left(I_{\text{KVT1min}} + I_{\text{вих max}} + I_{\text{под}} + I_{\text{сп}}\right).$$

Максимальне значення резисторів R_5 і R_6

$$\begin{aligned} (R_5 + R_6)_{\text{max}} &= (U_{\text{вих max}} - U_{\text{оп min}}) / I_{\text{под}} = \\ &= \left[U_{\text{вх}} - R_3 \left(I_{\text{KVT1min}} + I_{\text{вих max}} + I_{\text{под}} + I_{\text{сп}}\right) - U_{\text{оп min}} \right] / I_{\text{под}}. \end{aligned}$$

На рис. 2.19 наведена схема ввімкнення мікросхеми 142ЕН1(142ЕН2) з використанням внутрішнього захисту за струмом.

Опори резисторів R_1, R_2, R_3 визначаються виразами

$$R_1 = R_2 \left[\frac{I_{\text{зал}} R_3}{U_{\text{ЕБМ}}} - 1 \right]; \quad R_2 = \frac{U_{\text{вих}} + U_{\text{ЕБМ}}}{I_{\text{под}}};$$

$$R_3 = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{зал}} \left[1 + (U_{\text{вих}} / U_{\text{ЕБМ}}) \right] - I_{\text{пор}}},$$

де $U_{\text{вих}}$ — вихідна напруга; $I_{\text{зал}}$ — залишковий струм на виході мікросхеми при короткому замиканні навантаження; $I_{\text{сп}}$ — струм споживання мікросхеми у відповідності до технічних умов на неї; $U_{\text{ЕБМ}}$ — параметр мікросхеми, що дорівнює 0,65 В; $I_{\text{пор}}$ — порогове значення струму в навантаженні, перевищення якого призводить до спрацювання

захисту від короткого замикання; $I_{\text{под}}$ — струм подільника R_1, R_2 , рекомендоване значення якого складає приблизно 1 мА; $I_{\text{зал}} \leq (P_{\text{роз}} / U_{\text{вх}}) - I_{\text{сп}}$ — залишковий струм на виході мікросхеми при короткому замиканні навантаження.

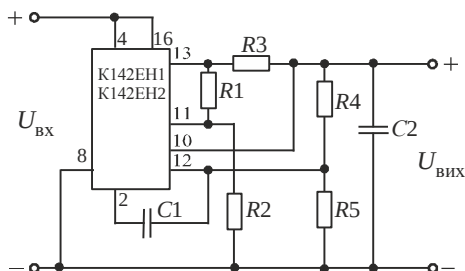


Рис. 2.19

Значення величин $U_{\text{вих}}$,

$I_{\text{пор}}$, $P_{\text{роз}}$ і $U_{\text{вх}}$ задаються у вихідних даних на розробку стабілізатора напруги. При розрахунку режимів роботи елементів схеми треба враховувати, що параметр $U_{\text{ЕБМ}}$ змінює своє значення на 2 мВ при зміні температури кристала на 1°C (при підвищенні температури параметр $U_{\text{ЕБМ}}$ зменшується, при зменшенні температури параметр збільшується).

Стабілізатор з ввімкненою схемою захисту від короткого замикання навантаження наведений на рис. 2.20. Опір резистора R_2 визначається залежністю $R_2 = U_{\text{вих}} / I_{\text{под}}$, де $I_{\text{под}} = 1 \text{ мА}$.

Опір резистора R_3 вибирають з умови, що струм у вихідному колі мікросхеми $I_{\text{кз}}$ при короткому замиканні навантаження не перевищує

заданого значення. У той же час резистор $R3$ повинен забезпечувати одержання значення струму $I_{пор}$, перевищення якого призведе до спрацювання захисту від короткого замикання.

При розрахунку струму $I_{кз}$ необхідно виконання умови

$$(I_{кз} + I_{сп})U_{вх} \leq P_{роз,доп},$$

де $P_{роз,доп}$ — гранично допустима потужність, що розсіюється при заданих умовах.

У джерелах електроживлення електронної апаратури широке застосування знайшли стабілізатори напруги типу 142ЕН5 з фіксованою вихідною напругою 5 В і вихідним струмом 2 А. Основна схема вмикавання цієї мікросхеми наведена на рис. 2.21,а.

Схема стабілізатора напруги з шунтувальним транзистором і обмеженням струму наведена на рис. 2.21,б. Максимально допустимий струм мікросхеми збільшується завдяки транзистору VT2. Пороговий струм $I_{пор}$ при спрацюванні захисту від перенавантаження за струмом має розкид, що визначається суттєвим розкидом статичного коефіцієнта підсилення транзистора VT2. Тому для обмеження струму на визначеному рівні при перенавантаженнях в схему введені транзистор VT1 і резистор R1.

Схема працює наступним чином. При малому значенні струму навантаження спад напруги на резисторі R2 невеликий і транзистор VT2

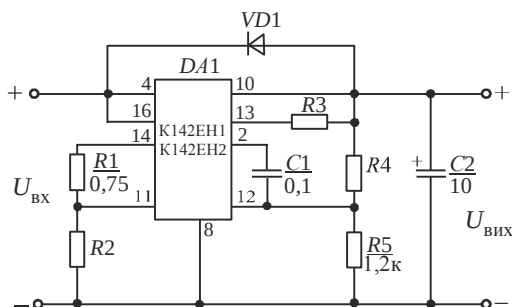


Рис. 2.20

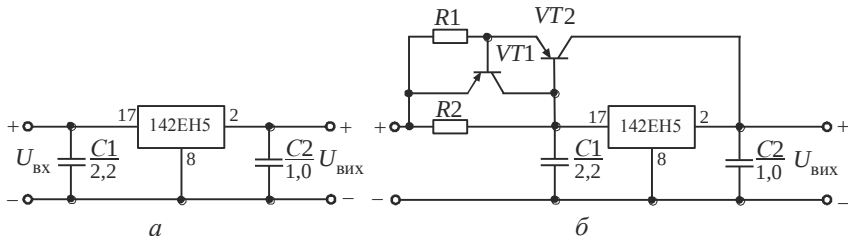


Рис. 2.21

закритий. При збільшенні струму навантаження збільшується спад напруги на резисторі $R2$ і транзистор $VT2$ відкривається причому струм у навантаження надходить двома шляхами: через мікросхему і через шунтувальний транзистор $VT2$. При визначеному значенні струму спад напруги на резисторі $R1$ відкриває транзистор $VT1$, шунтуючи перехід емітер - база транзистора $VT2$. Завдяки цьому обмежується струм на заданому рівні навіть при короткому замиканні у навантаженні, а мікросхема відмикається від короткозамкненого кола власним внутрішнім захистом. Недоліком схеми є збільшення мінімальної різниці між вхідною і вихідною напругами орієнтовно на 1,3 В.

Основна схема вмикання мікросхеми 142ЕН6 наведена на рис. 2.22. При цьому допускається підмикання навантаження до одного з каналів або до двох каналів одночасно.

При підмиканні навантаження тільки до позитивного каналу вхідна напруга $U_{\text{ВХ}}$ на негативному каналі повинна бути

$$\left| U_{\text{ВХ}}^{-} \right| \geq \left| U_{\text{ВІХ}}^{-} \right| + \left| U_{\text{сп min}}^{-} \right|$$

де $U_{\text{ВІХ}}^{-}$ — вихідна напруга на негативному виході; $U_{\text{сп min}}^{-}$ — мінімальний спад напруги на негативному виході.

При підмиканні навантаження тільки до негативного каналу вихідна напруга на позитивному каналі може бути зменшена до 10 В. При підмиканні навантаження одночасно до двох каналів допускається експлуатація мікросхем при несиметричній вихідній напрузі на каналах або ж при несиметричному навантаженні каналів вихідним струмом. При цьому режимі повинно виконуватися співвідношення

$$\left| U_{\text{ВХ min}} \right| = \left| U_{\text{ВІХ}} \right| + \left| U_{\text{сп min}} \right|.$$

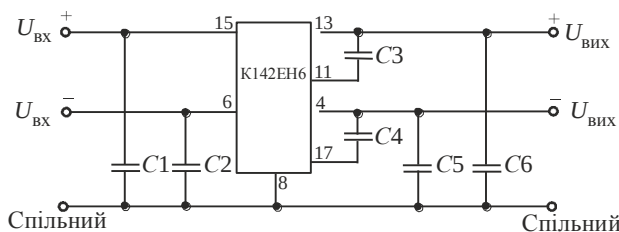


Рис. 2.22

Ємності конденсаторів в схемі рис. 2.22 складають: $C_1 \geq 1\text{мкФ}$, $C_2 \geq 1\text{мкФ}$, $C_3 = (0,005 \dots 0,1)\text{мкФ}$, $C_4 = (0,01 \dots 0,1)\text{мкФ}$, $C_5 \geq 2\text{мкФ}$, $C_6 \geq 2\text{мкФ}$. При цьому не потрібен підбір ємностей конденсаторів.

На рис. 2.23 наведена схема регулювання вихідної напруги каналів для зменшення напруги в діапазоні від $5_{-0,5}$ до 15_{-3} В або від мінус $5_{-0,5}$ до мінус 15_{-3} В. Резистор $R1$ вмикається між виводами 2 і 8 мікросхеми.

Для регулювання вихідної напруги каналів при збільшенні напруги в діапазоні від 15^{+3} до 25^{+3} В або від мінус 15^{+3} до мінус 25^{+3} В резистор $R1$ вмикається між виводами 2 і 4 мікросхеми (рис. 2.24).

На рис. 2.25,а наведена основна схема вмикання інтегрального стабілізатора негативної полярності 142ЕН10. При всіх умовах експлуатації значення ємності $C1$ повинно бути не менше $2,2\text{мкФ}$ для танталових і не менше 10мкФ для алюмінієвих конденсаторів, а зна-

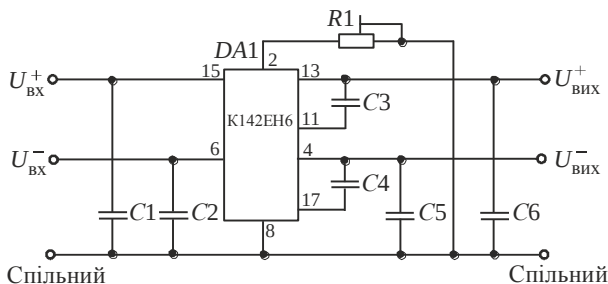


Рис. 2.23

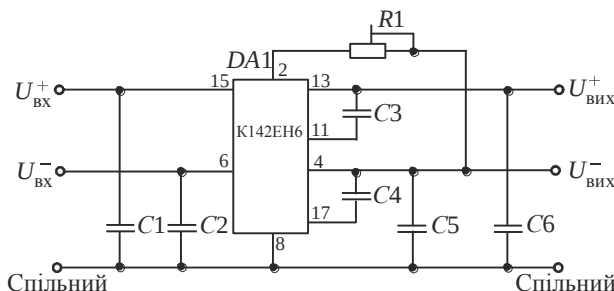


Рис. 2.24

чення ємності $C2$ повинно бути не менше 1 мкФ для танталових і не менше 10 мкФ для алюмінієвих конденсаторів. Допускається застосування тільки електролітичних конденсаторів.

Вибір подільника вихідної напруги проводиться при виконанні наступних умов:

- 1) струм подільника повинен бути не менше $(1,5 \pm 0,25)$ мА;
- 2) опори резисторів $R1$ і $R2$ повинні визначатися залежністю

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{зз}} (R_1 + R_2) / R_2,$$

де $U_{\text{зз}} = (2,3 \pm 0,23)$ В — напруга зворотного зв'язку на виводі 4.

На рис. 2.25,б наведена схема ввімкнення інтегрального стабілізатора 142ЕН10 з зовнішнім транзистором для збільшення вихідної потужності. Опори резисторів $R1$ і $R2$ визначаються виразами

$$R_1 = U_{\text{вих}} / 1,5 \text{ мА}, \quad R_2 = R_3 [(U_{\text{вих}} / U_{\text{оп}}) - 1],$$

де $R_3 = 1,6 \text{ кОм}$; $U_{\text{оп}} = 2,3 \text{ В}$.

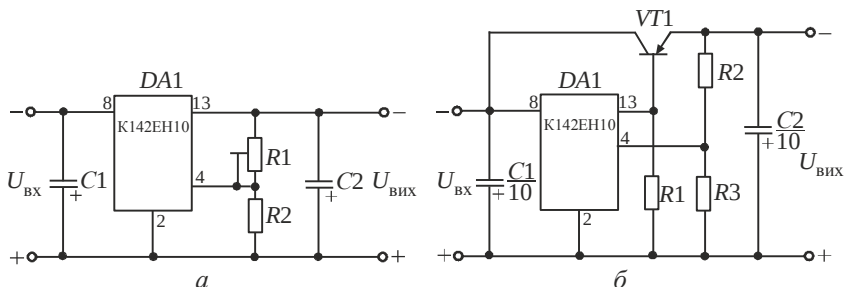


Рис. 2.25

2.7. ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ З САМОЗБУДЖЕННЯМ

Для живлення автономних електронних пристроїв, а також таких пристроїв, як електропривод саморушних об'єктів, різних засобів автоматики, звичайно використовують первинні джерела живлення — акумулятори електричної енергії і вторинні джерела, що перетворюють постійну напругу акумуляторів в інші види напруг.

На тепер в якості вторинних джерел електроживлення застосовують напівпровідникові перетворювачі, які завдяки своїм перевагам витискали вібраційні, електромашинні перетворювачі (умформери), а також перетворювачі на електронних і іонних приладах.

Напівпровідниковий перетворювач складається з переривника постійного струму і трансформатора, за допомогою яких одержують змінну напругу необхідної величини. Осердя трансформатора, як правило, виконують з матеріалу з прямокутною петлею гістерезису.

Залежно від виду вихідної напруги розрізняють: транзисторні перетворювачі постійної напруги в змінну напругу; транзисторні перетворювачі постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини. Різниця між ними міститься в тому, що перетворювачі постійної напруги в постійну вміщують крім переривника струму і трансформатора випрямляч та згладжувальний фільтр.

Перетворювачі постійної напруги виконуються зі стабілізацією вихідної напруги та без стабілізації.

Основними типами перетворювачів постійної напруги є однотактні, двотактні, мостові та напівмостові.

У відповідності з трьома можливими схемами вмикання транзисторів кожний з зазначених типів перетворювачів може бути виконаний з транзисторами за схемою з спільним емітером, спільним колектором і спільною базою.

У перетворювачах постійної напруги найбільш широко розповсюджена схема вмикання транзисторів зі спільним емітером. Через те що корпус більшості транзисторів з'єднаний з колектором, з конструктивних міркувань інколи віддають перевагу схемі зі спільним колектором. Схема вмикання транзисторів зі спільною базою у перетворювачах постійної напруги застосовується рідко.

На рис. 2.26, 2.27, 2.28 зображені основні схеми перетворювачів напруги постійного струму. Найпростішим з них є однотактний транзисторний перетворювач (рис. 2.26,а), що являє собою релаксаційний генератор з трансформаторним зворотним зв'язком. При подачі напруги живлення U_d на базу транзистора VT через резистор R_2 подається відкриваючий потенціал. Транзистор VT відкривається і через обмотку w_k трансформатора TV протікає струм, який викликає зміну потоку в осерді трансформатора. На обмотці w_6 наводиться ЕРС з полярністю,

що викликає повне відкриття транзистора. Коли колекторний струм транзистора VT досягне свого максимального значення $I_K = h_{21E} I_B$, зміна магнітного потоку в осерді трансформатора припиниться, тобто ЕРС, що наводиться на базовій обмотці w_6 , стає рівною нулю, і транзистор почне закриватися. При цьому колекторний струм транзистора зменшується, полярність на обмотках трансформатора зміниться на зворотну і відбувається лавиноподібний процес закриття транзистора VT . Напруга на вторинній обмотці трансформатора має прямокутну форму. В однотактному перетворювачі існує постійне намагнічування осердя трансформатора, що значно знижує ККД перетворювача. Тому такий перетворювач має обмежене застосування і використовується лише для перетворення потужності не більше 1...2 Вт.

Найбільш широке розповсюдження знайшли двотактні та мостові перетворювачі напруги (рис. 2.26,б, 2.27 і 2.28,а), які розглянемо більш докладно.

При підмиканні двотактного перетворювача напруги (див. рис. 2.26,б) до джерела постійної напруги U_d внаслідок неідентичності параметрів транзисторів струм в одній з півобмоток колекторних кіл буде перевищувати струм у другій півобмотці. У результаті під дією більшого струму відбувається зміна магнітного потоку в осерді трансформатора (наприклад, осердя трансформатора знаходилося у положенні $-\Phi_s$). Ця зміна потоку обумовлює появу ЕРС на обмотках трансформатора, в тому числі і базових, що призводить до відкриття транзистора з більшим некерованим струмом. Процес буде

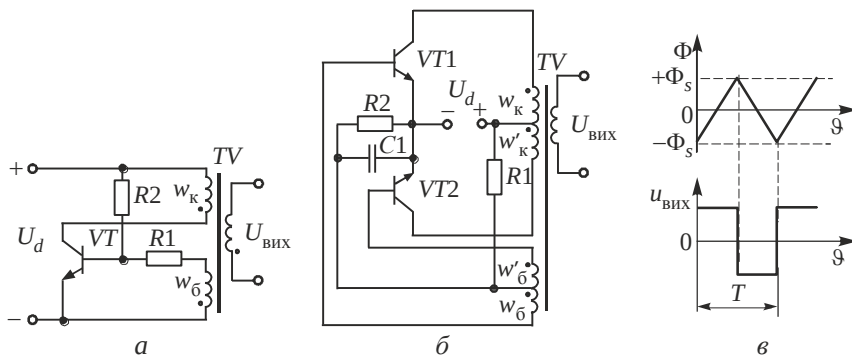


Рис. 2.26

відбуватися лавиноподібно до тих пір, поки один з транзисторів повністю не відкриється, а інший — закриється. Після відкриття транзистора майже вся напруга джерела живлення U_d виявляється прикладеною до колекторної півобмотки трансформатора і подальша зміна магнітного потоку в осерді буде відбуватися за лінійним законом, до того ж ЕРС, що наводяться на всіх обмотках, будуть незмінними за амплітудою (рис. 2.26,е).

Регенерація перетворювача відбувається внаслідок виходу з режиму насичення відкритого транзистора. При досягненні індукції в осерді величини, близької до індукції насичення, різко збільшується струм намагнічування, який виводить відкритий транзистор з режиму насичення. Зменшення напруги на колекторній півобмотці трансформатора викликає зміну полярності ЕРС, що наводяться на обмотках трансформатора. До бази раніше відкритого транзистора прикладається закриваючий сигнал, а до бази раніше закритого транзистора — відкриваючий сигнал. У результаті перетворювач регенерує. У подальшому під дією прикладеної напруги до другої колекторної півобмотки трансформатора магнітний потік в осерді змінюється від величини потоку насичення одного напрямку до величини потоку насичення протилежного напрямку. При досягненні величини потоку насичення перетворювач знову регенерує. У подальшому описаний процес повторюється.

Зміна магнітного потоку в осерді відбувається під дією напруги, прикладеної до колекторної півобмотки. Згідно закону електромагнітної індукції можна записати

$$w_k \frac{d\Phi}{dt} = U_d - \Delta U_{KE} - \Delta U_R,$$

де U_d , ΔU_{KE} , ΔU_R — відповідно напруга первинного джерела, спади напруги на відкритому транзисторі і на активному опорі півобмотки w_k .

Час перемагнічування осердя від потоку насичення Φ_s до потоку насичення $-\Phi_s$ дорівнює півперіоду генерації перетворювача

$$w_k \int_{-\Phi_s}^{\Phi_s} d\Phi = (U_d - \Delta U_{KE} - \Delta U_R) \int_0^{T/2} dt. \quad (2.58)$$

Тому що $T/2 = 1/(2f)$, після інтегрування і перетворення знайдемо частоту генерації

$$f = \frac{U_d - \Delta U_{KE} - \Delta U_R}{4SB_s w_k K_z},$$

де B_s — індукція насичення матеріалу осердя трансформатора; S — площа перерізу магнітопроводу осердя; K_z — коефіцієнт заповнення вікна осердя.

У двотактному транзисторному перетворювачі напруга на закритому транзисторі дорівнює подвійній напрузі живлення. Тому такі перетворювачі використовуються при порівняно малих напругах живлення.

У двотактному транзисторному перетворювачі напруга на закритому транзисторі дорівнює подвійній напрузі живлення. Тому такі перетворювачі використовуються при порівняно малих напругах живлення.

З виразу (2.58) видно, що частота перетворювача змінюється із зміною напруги джерела живлення. Достоїнство схеми — простота, мінімальна кількість елементів. Резистор $R1$ править для поліпшення запуску перетворювача, забезпечуючи в момент подачі напруги живлення декілька більшу несиметрію схеми за рахунок збільшення колекторних струмів обох транзисторів. Іноді цей резистор шунтують конденсатором великої ємності. Шунтування базового резистора $R2$ конденсатором C призводить до прискорення процесу перемикання транзисторів перетворювача, зменшенню втрат потужності в них і збільшенню ККД перетворювача. Наявність індуктивності розсіювання обмоток трансформатора та міжвиткової ємності призводить до утворення паразитних контурів у колекторному колі транзисторів, що викликає появу височастотних коливань на вершинах імпульсів вихідної напруги та перенапруг на колекторах транзисторів. Для захисту від комутаційних перенапруг обмотки трансформатора шунтують RC -ланцюгами. Інший метод боротьби з цим явищем — ввімкнення стабілітронів паралельно транзисторам. Основним недоліком двотактного перетворювача є наявність сплесків колекторного струму в момент насичення осердя трансформатора, тобто транзистори перемикаються

при максимально можливому струмі. Це призводить до поганого використання транзисторів і збільшенню втрат у них.

Для виключення насичення силового трансформатора вводять додаткові магнітні елементи, що забезпечують початок регенеративного процесу раніше, ніж відбудеться насичення силового трансформатора.

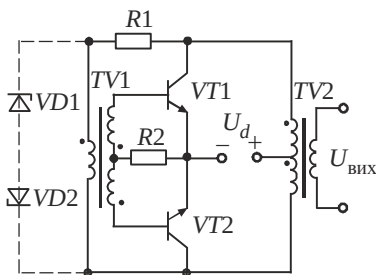


Рис. 2.27

У схемі, наведеній на рис. 2.27, між вихідним трансформатором $TV2$ і базовими колами силових транзисторів ввімкнений малопотужний (проміжний) трансформатор $TV1$. Вихідний трансформатор $TV2$ не насичується і працює в лінійній області кривої намагнічування. Перемикання транзисторів здійснюється при насиченні осердя трансформатора (проміжного) $TV1$ за рахунок зменшення базового струму транзисторів $VT1$ і $VT2$, а не за рахунок збільшення їх колекторного струму, як в схемі рис. 2.26,б. Резистор $R1$ у колі первинної обмотки трансформатора $TV1$ обмежує кидки колекторного струму при перемиканні транзисторів. При насиченні осердя проміжного трансформатора $TV1$ різко зростає спад напруги на резисторі $R1$, що призводить до зменшення базового струму відкритого транзистора і виходу його робочої точки в активну область. Для стабілізації вихідної частоти перетворювача паралельно первинній обмотці трансформатора $TV1$ вмикають два зустрічно-послідовно з'єднаних стабілітрона $VD1$ і $VD2$.

Схема мостового перетворювача напруги та його часові діаграми наведені на рис. 2.28,а, б. Процес генерації в мостовому перетворювачі відбувається аналогічно процесам генерації у двотактному перетворювачі. Відміна полягає в тому, що послідовно з первинною обмоткою трансформатора ввімкнені два транзистори. Мостові перетворювачі можуть працювати від джерела живлення з більшою напругою, ніж двотактні. Це пояснюється тим, що до транзисторів мостових перетворювачів у закритому стані прикладається напруга, яка дорівнює напрузі джерела живлення. Мостові перетворювачі є основними при перетворенні великих потужностей. До їх недоліків слід

віднести вдвічі більшу кількість транзисторів, що призводить до ускладнення схеми керування.

Напівмостові перетворювачі утворюються заміною двох транзисторів мостового перетворювача ємнісним подільником (рис. 2.28,б). Ємність конденсатора повинна бути достатньо великою; її слід вибирати з умови допустимого спаду напруги за півперіод генерації

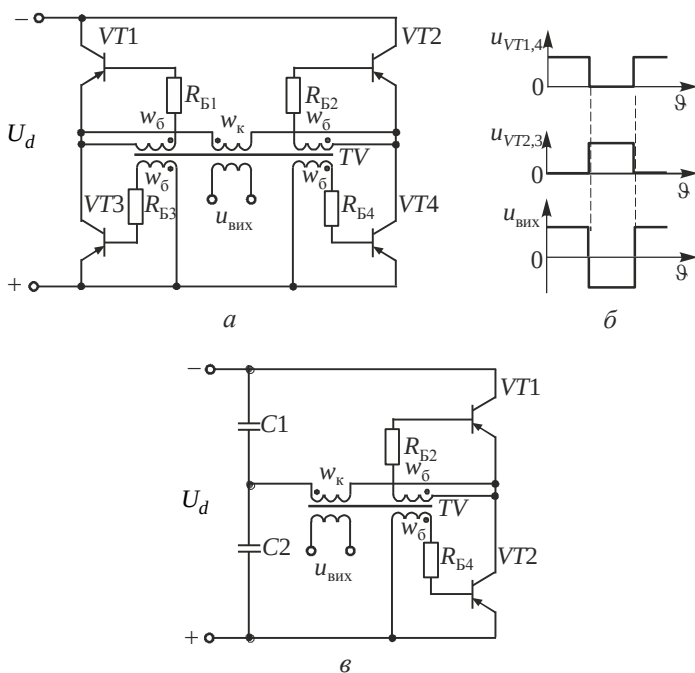


Рис. 2.28

Приклади

Приклад 2.1. Розрахувати транзисторний фільтр, в якому споживач ввімкнений у коло колектора (рис. 2.3,а). Вихідні дані для розрахунку: напруга на виході фільтра $U_{\text{вих ср}} = 12,6 \text{ В}$; струм навантаження $I_{\text{вих ср}} = 0,3 \text{ А}$; частота мережі $f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц}$; коефіцієнт пульсацій на виході $K_{\text{п}} = 0,0001$; температура навколишнього середовища $T = 40^\circ\text{C}$; ККД $\eta_{\text{ф}} > 0,6$; вихідний опір $r_{\text{вих}} = 100 \text{ Ом}$ на частоті $f_{\text{мін}} = 100 \text{ Гц}$; частота основної гармоніки випрямленої напруги $f = 100 \text{ Гц}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. В якості випрямляча вибираємо однофазну мостову схему з ємнісним фільтром (рис. 1.24,а), для якої $m_{\text{п}} = 2$.

2. Знаходимо орієнтовне значення напруги на виході схеми випрямлення (вході фільтра)

$$U_{\text{вх ср}} = U_{\text{вих ср}} / \eta_{\text{ф}} = 12,6 / 0,6 = 21 \text{ В}.$$

3. З табл. 1.1 для ємнісної реакції навантаження дістаємо $B = 0,71$ і для індуктивної $B = 1,11$, звідси для ємнісної реакції

$$E_2 = B U_{\text{вх ср}} = 0,71 \cdot 21 = 14,9 \text{ В}$$

і індуктивної реакції

$$E_2 = B U_{\text{вх ср}} = 1,11 \cdot 21 = 23,3 \text{ В}.$$

4. Для ємнісної реакції робоча напруга на конденсаторі C (рис. 1.24) (напруга холостого ходу)

$$U_{\text{роб}} = U_{\text{вх ср хх}} = \sqrt{2} E_2 = \sqrt{2} \cdot 14,9 \approx 21 \text{ В}.$$

Для $U_{\text{роб}} = 21 \text{ В}$ і $f_{\text{п}} = m_{\text{п}} f_{\text{м}} = 2 \cdot 50 = 100 \text{ Гц}$ із довідника вибираємо конденсатор типу К53-1 з робочою напругою 30 В, який при частоті $f_{\text{п}} = 100 \text{ Гц}$ допускає коефіцієнт пульсацій $K_{\text{пвх}} = 5\%$.

$$\text{Амплітуда змінної складової } U_{\text{мвх}} = U_{\text{вх ср}} K_{\text{пвх}} = 21 \cdot 5 / 100 \approx 1,05 \text{ В}.$$

Амплітуда пульсацій випрямляча з індуктивною реакцією ($K_{\text{пвх}} = 0,67$)

$$U_{\text{мвх}} = U_{\text{вх ср}} \cdot K_{\text{пвх}} = 21 \cdot 0,67 \approx 14 \text{ В}.$$

Отже, зупиняємось на $U_{\text{мвх}} = 1,05 \text{ В}$, тобто працюємо з конденсатором C на вході транзисторного фільтра (якщо застосувати трифазну мостову схему з $K_{\text{пвх}} = 0,057\%$, то можна працювати без конденсатора C).

5. При виборі транзистора треба враховувати, що транзистор повинен мати запас за струмом приблизно у 2 рази $I_{K \text{ доп max}} \geq 2I_{\text{вих ср}} = 2I_{K \text{ ср}} = 2 \cdot 0,3 = 0,6 \text{ А}$, і його робочий струм повинен не менше як на порядок перевищувати зворотний струм колектора I_{KB0} (I_{KB0} треба враховувати при максимальній T). Транзистор повинен мати також запас за напругою в схемах з послідовним ввімкненням

$$U_{KB \text{ доп max}} > 1,6U_{\text{твх}} + U_{KB \text{ доп min}} = 1,6U_{\text{вх ср max}} K_{\text{пвх}} + U_{KB \text{ нас}}.$$

У схемах з послідовним ввімкненням бажано застосовувати транзистор з $U_{KE \text{ доп max}} > U_{\text{вх ср max}}$, при цьому відпадає потреба у захисті від перенапруг і значно підвищується надійність роботи фільтра. Бажано, щоб коефіцієнт використання транзистора за напругою $U_{KE \text{ ср}}/U_{KE \text{ доп max}}$ не перевищував 0,8. Транзистори повинні мати запас не тільки за напругою $U_{KE \text{ ср}}$ і за струмом $I_{K \text{ ср}}$, вони повинні також забезпечити тривале розсіювання потужності, яка (в основному) виділяється на колекторному переході. Має виконуватися умова

$$P_K \approx U_{KE \text{ ср}} I_{K \text{ ср}} < P_{K \text{ доп max}}.$$

Для струму $I_{K \text{ ср}} = I_{\text{вих ср}} = 0,3 \text{ А}$ і $U_{\text{вх ср}} = 21 \text{ В}$ із довідника вибираємо транзистор $p-n-p$ типу 2Т830А з $I_{K \text{ доп max}} = 2 \text{ А}$, $U_{KE \text{ доп max}} = 30 \text{ В}$, $h_{21E \text{ min}} = 25$, $U_{KE \text{ доп min}} = U_{KE \text{ нас}} = 0,6 \text{ В}$, $P_{\text{доп max}} = 10 \text{ Вт}$ (з тепловідводом при $T = 40^\circ \text{С}$). Для струму $I_{\text{вих ср}} = 0,3 \text{ А}$ опір $r_K \approx 1/h_{22B} = (1 + h_{21E})/h_{22E} \approx 11 \text{ кОм}$; $h_{22E} = \Delta I_K / \Delta U_{KE} |_{I_B = \text{const}} = 0,0024 \text{ См}$; $r_B = h_{12B}/h_{22B} = h_{11E} - (h_{12E}/h_{22E})(1 + h_{21E}) \approx 40 \text{ Ом}$; $r_E = h_{12E}/h_{22E} \approx 25 \cdot 10^{-3}/I_E$, де r_E — в Ом, I_E — у А. $r_E = 25 \cdot 10^{-3}/0,3 \approx 0,084 \text{ Ом}$.

6. Напруга на транзисторі

$$U_{KE \text{ ср}} = 1,6U_{\text{твх}} + U_{KE \text{ доп min}} = 1,6 \cdot 1,05 + 0,6 = 2,3 \text{ В}.$$

7. Потужність, що розсіюється на транзисторі,

$$P_K = U_{KE \text{ ср}} I_{K \text{ ср}} = 2,3 \cdot 0,3 = 0,69 \text{ Вт}.$$

Якщо монтаж буде виконано на металевому шасі, то останнє працювати-ме як тепловідвід, і ніякі радіатори не потрібні.

8. Максимальна зворотна напруга на діодах випрямляча

$$U_{\text{зв max}} = 1,32U_{\text{вх ср}} = 1,32 \cdot 21 = 27,6 \text{ В},$$

середнє значення струму діода

$$I_a = 0,5 I_{\text{вих ср}} = 0,5 \cdot 0,3 = 0,15 \text{ А}.$$

9. Виходячи з розрахунків $U_{\text{зв макс}} = 27,6 \text{ В}$ та $I_a = 0,15 \text{ А}$ при $T = 40^\circ\text{C}$, із довідника вибираємо діод КД202Е. Його параметри: $U_{\text{зв доп макс}} = 200 \text{ В}$, $I_{\text{а доп}} = 1 \text{ А}$ без теплопроводу, $I_{\text{пр}} = 1 \text{ В}$ і межа робочих температур від -60° до 125°C . Для підвищення надійності бажано мати робочі режими: $U_{\text{зв макс}} = 0,8 \cdot 200 = 160 \text{ В}$ та $I_a = 0,7 \cdot 1 = 0,7 \text{ А}$, що забезпечить для $U_{\text{зв макс}} = 27,6 \text{ В}$ та $I_a = 0,15 \text{ А}$ надійний режим роботи. Всього потрібно 4 діоди.

10. Прямий опір діодів, урахувуючи мостову схему,

$$r_d = 2 \cdot 1,2 \frac{U_{\text{пр}}}{I_{\text{а доп}}} = 2 \cdot 1,2 \cdot \frac{1}{1} = 2,4 \text{ Ом}.$$

Беремо броньову конструкцію трансформатора з осердям з холоднокатаної сталі.

Величина опору втрат (див. 1.52)

$$\begin{aligned} r &= r_d + r_{\text{тр}} = r_d + K_r \frac{r_n}{f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s f B_m}{P_{\text{вх ср}}}} = \\ &= 2,4 + 3,5 \cdot \frac{70}{50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1,2}{6,3}} = 9,6 \text{ Ом}, \end{aligned}$$

де

$$P_{\text{вх ср}} = U_{\text{вх ср}} I_{\text{вих ср}} = 21 \cdot 0,3 = 6,3 \text{ Вт}; \quad r_n = U_{\text{вх ср}} / I_{\text{вих ср}} = 21 / 0,3 = 70 \text{ Ом};$$

$$B_m = 1,2 \text{ Тл}; \quad s = 1; \quad p = 2.3 \text{ табл. 1.5} \quad K_r = 3,5; \quad K_L = 5,0.$$

Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора

$$L_a = \frac{r_n \cdot 10^{-3}}{(p-1)^2 f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{s^3 P_{\text{вх ср}}}{f_m B_m}} = 5 \frac{70 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{1^3 \cdot 6,3}{50 \cdot 1,2}} = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Опір індуктивності розсіювання

$$x_a = 2\pi f_m L_a = 2 \cdot \pi \cdot 3,3 \cdot 10^{-3} = 1,04 \text{ Ом}.$$

11. Визначаємо розрахункові параметри

$$\psi = \arctg \frac{x_a}{r} = \arctg \frac{1,04}{9,6} = 6,2^\circ;$$

$$A(\theta) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_n} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{9,6}{70} = 0,215.$$

12. За визначеними величинами ψ та $A(\theta)$ з графіків рис. 1.25 знаходимо $H(\theta) = 350$.

13. Визначаємо ємність конденсатора, виходячи з коефіцієнта пульсацій $K_{п\text{ вх}} = 5\%$,

$$C = \frac{H(\theta)}{K_{п\text{ вх}} r} = \frac{350}{0,05 \cdot 9,6} = 729 \text{ мкФ}.$$

Конденсатор повинен працювати при $U_{\text{роб}} = 21 \text{ В}$.

Із довідника вибираємо конденсатор К50-29 1000 мкФ 63 В. У нього $K_{п} = 2,2\%$ на частоті $f_{п} = 100 \text{ Гц}$, що становить $U_{\text{доп max}} = U_{\text{роб}} K_{п} = 63 \cdot 2,2/100 \approx 1,4 \text{ В}$, а на ньому буде $U_{\text{м вх}} = 1,05 \text{ В}$ (див. п. 4).

14. Коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = K_{п\text{ вх}} / K_{п} = 0,05 / 1 \cdot 10^{-4} = 500.$$

15. Уважаючи, що $I_{\text{КБ0}} \ll I_{\text{вих ср}}$, знаходимо

$$R_{\text{Б}} = (U_{\text{КЕ ср}} + U_{\text{вих ср}}) h_{21\text{Е0}} / I_{\text{вих ср}} = (2,3 + 12,6) \cdot 25 / 0,3 \approx 1242 \text{ Ом},$$

де $h_{21\text{Е0}} = h_{21\text{Е}}$.

16. Знаходимо оптимальне значення опору

$$R_{\text{Е опт}} = 0,25 \cdot (1 - h_{21\text{Б0}}) R_{\text{Б}} = 0,25 \cdot (1 - 0,96) \cdot 1242 = 12,42 \text{ Ом};$$

$$h_{21\text{Б0}} = h_{21\text{Е0}} / (1 + h_{21\text{Е0}}) = 25 / (1 + 25) = 0,96.$$

Вибираємо стандартні резистори, виходячи з того, що через $R_{\text{Б}}$ тече струм $I_{\text{Б}} \approx I_{\text{вих ср}} / h_{21\text{Е0}} = 0,3 / 25 = 12 \cdot 10^{-3} \text{ А}$, а через $R_{\text{Е}}$ — струм $I_{\text{вих ср}} = 0,3 \text{ А}$. Із шкали Е12 вибираємо резистори $R_{\text{Б}} = 1,2 \text{ кОм}$, $R_{\text{Е}} = 12 \text{ Ом}$. Потужність, яка розсіюється на них,

$$P_{R_{\text{Б}}} = I_{\text{Б}}^2 R_{\text{Б}} = (12 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,173 \text{ Вт};$$

$$P_{R_{\text{Е}}} = I_{\text{вих ср}}^2 R_{\text{Е}} = 0,3^2 \cdot 12 = 1,08 \text{ Вт}.$$

17. Знаходимо при оптимальному значенні $R_{\text{Е опт}}$ ємність

$$C \approx \frac{8 \left(1 + \frac{h_{21\text{Б}} r_{\text{К}}}{R_{\text{Б}}} \right)}{\omega_{п} (1 - h_{21\text{Б0}}) R_{\text{Б}}} = \frac{8 \left(1 + \frac{0,96 \cdot 11 \cdot 10^3}{1242} \right)}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot (1 - 0,96) \cdot 1242} = 2437 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Із довідника вибираємо стандартний конденсатор з $U_{\text{роб}} = U_{\text{вх ср}} = 21\text{В}$, ураховуючи, що при можливому ввімкненні на холостому ході. на ньому буде дуже мала зміна напруги і на неї можна не зважати. Маючи на увазі 20 % виробничого запасу за ємністю та уніфікацію, треба вибрати C та C_B однаковими: 3 шт. по 1000 мкФ з $U_{\text{роб}} = 63\text{В}$.

18. Визначаємо сталу часу $\tau = R_E C_B = 12,42 \cdot 2437 \cdot 10^{-6} = 30\text{мс}$.

19. Множник

$$A = 1 / \sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega_{\text{п}} \tau} \left(1 + \frac{r_K}{R_B} \right) \right]^2} = 1 / \sqrt{1 + \left[\frac{10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 30} \left(1 + \frac{11 \cdot 10^3}{1242} \right) \right]^2} = 0,89.$$

Не слід допускати, щоб коефіцієнт A був більшим за 0,9, бо при цьому набагато зросте величина ємності C_B .

20. Виходячи з забезпечення величини $K_{\text{зг}}$ і беручи 20 % - ий запас, знаходимо вихідну ємність

$$C_{\text{вих}} = \frac{1,2 K_{\text{зг}} \left[R_E + (1 - h_{21\text{Б0}}) R_B \right]}{A r_K r_{\text{н}} \omega_{\text{п}} h_{21\text{Б0}}} =$$

$$= \frac{1,2 \cdot 500 \left[12,42 + (1 - 0,96) 1242 \right]}{0,89 \cdot 11000 \cdot 70 \cdot 2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0,96} = 90\text{мкФ}.$$

Ємність можна також визначити виходячи з мінімальної частоти споживача $\omega_{\text{мін}}$ за формулою

$$C_{\text{вих}} = 1 / (\omega_{\text{мін}} Z_{\text{вих}}) = 1 / (2\pi \cdot 100 \cdot 100) \approx 16\text{мкФ}.$$

Вибираємо найбільше значення $C_{\text{вих}}$, яке задовольняє усі поставлені вимоги. Якщо потрібно, уточнюємо величини $K_{\text{зг}}$ і $K_{\text{п}}$.

Вибираємо конденсатор типу К50-29 ємністю 100мкФ з робочою напругою 63В.

21. Уточнюємо напругу на виході схеми випрямлення

$$U_{\text{вх ср}} = U_{\text{вих ср}} + U_{\text{КЕ ср}} + I_{\text{вих ср}} R_E = 12,6 + 2,3 + 0,3 \cdot 12,42 = 18,63\text{В}.$$

22. Визначаємо ККД фільтра

$$\eta_{\text{ф}} = \frac{h_{21\text{Б0}} A^2}{1 + (U_{\text{КЕ ср}} / U_{\text{вих ср}})} = \frac{0,96 \cdot 0,89^2}{1 + (2,3 / 12,6)} = 0,64.$$

23. Захист від перенапруг не потрібен, бо $U_{\text{КЕ доп max}} > U_{\text{вх ср max}}$.

Колекторний струм у режимі короткого замикання в навантаженні

$$I_{K_{кз}} = h_{21Б0} U_{вх\text{ср}xx} / [r + R_E + R_B (1 - h_{21Б0})] =$$

$$= 0,96 \cdot 21 / [9,6 + 12,42 + 1242(1 - 0,96)] = 0,28 \text{ А}.$$

Оскільки $I_{K_{кз}} < I_{K_{доп\text{ max}}}$, захист від надструму не потрібен.

Приклад 2.2. Розрахувати транзисторний фільтр в якому транзистор ввімкнений паралельно навантаженню — фільтр ФШ (рис. 2.6,б). Вихідні дані для розрахунку: напруга на виході фільтра $U_{вх\text{ср}} = 6,3 \text{ В}$; струм навантаження $I_{вх\text{ср}} = 0,8 \text{ А}$; частота мережі $f_m = 400 \text{ Гц}$; коефіцієнт пульсацій на виході $K_{п} = 0,7\%$; температура навколишнього середовища $T = 40^\circ\text{C}$; ККД $\eta_{ф} = 0,2$; вихідний опір на частоті $f_{\min} = 2400 \text{ Гц}$ $Z_{вх} \leq 1 \text{ Ом}$; може бути використана трифазна мережа.

Р о з в' я з а н н я. 1. Як було сказано у § 2.5.3, вважаємо що досяжний $K_{зг} \approx 15$. Тоді коефіцієнт пульсації на вході фільтра $K_{пвх} = K_{п} K_{зг} = 0,7 \cdot 15 = 10,5\%$. Такий коефіцієнт пульсації досягається у трифазній мостовій схемі ($m_{п} = 6$ і $K_{пвх} = 5,7\%$).

2. Вибираємо орієнтовно $R = 1 \cdot r_{н} = 1 \cdot 7,9 = 7,9 \text{ Ом}$,

(для схеми рис. 2.6,а — $R = 0,1 r_{н}$),

тут $r_{н} = U_{вх\text{ср}} / I_{вх\text{ср}} = 6,3 / 0,8 \approx 7,9 \text{ Ом}$.

3. Середнє значення струму емітера транзистора

$$I_{Е\text{ср}} \approx K_3 \frac{U_{вх\text{ср}} + I_{вх\text{ср}} R}{R (1 - K_3 K_{пвх})} K_{пвх} = 1,1 \frac{(6,3 + 0,8 \cdot 7,9) \cdot 0,057}{7,9(1 - 1,1 \cdot 0,057)} \approx 0,1 \text{ А},$$

де K_3 — коефіцієнт запасу, який можна взяти (з урахуванням струму $I_{КБ0}$ і початкового струму $I_{К\text{поч}}$, а також, зважаючи на можливі зміни T) від 1,1 до 1,2. При більших струмах $I_{вх\text{ср}}$ коефіцієнт запасу менший, а саме, для $I_{вх\text{ср}} \geq 0,4 \text{ А}$ $K_3 = 1,1$.

4. Знаходимо значення напруги на виході схеми випрямлення (вході фільтра)

$$U_{вх\text{ср}} = \frac{U_{вх\text{ср}} + I_{вх\text{ср}} R}{1 - K_3 K_{пвх}} = \frac{6,3 + 0,8 \cdot 7,9}{1 - 1,1 \cdot 0,057} = 13,5 \text{ В}.$$

5. Визначаємо потужність, що розсіюється на транзисторі,

$$P_K \approx 1,1 U_{\text{вих ср}} I_{\text{Е ср}} = 1,1 \cdot 6,3 \cdot 0,1 \approx 0,7 \text{ Вт}.$$

6. Виходячи з $U_{\text{вих ср}}$, P_K і $I_{K \text{ доп max}} \geq 2 I_{\text{Е ср}} = 2 \cdot 0,1 = 0,2 \text{ А}$, із довідника вибираємо $p\text{-}n\text{-}p$ транзистор типу КТ639А, у якого $I_{K \text{ доп max}} = 1,5 \text{ А}$; $U_{KE \text{ доп max}} = 45 \text{ В}$; $P_{K \text{ доп}} = 1 \text{ Вт}$; $h_{21E \text{ min}} = 40$; $r_K \approx 17 \text{ кОм}$; $r_B/r_K \approx \approx 3,5 \cdot 10^{-3}$; звідки $r_B \approx 60 \text{ Ом}$ і

$$r_E = 25 \cdot 10^{-3} / I_{\text{Е ср}} = 25 \cdot 10^{-3} / 0,1 = 0,25 \text{ Ом}.$$

7. Визначаємо максимальну (з деяким перевищенням) величину $K_{зг \text{ max}}$ для даного транзистора за умови $(1/R) + (1/r_n) + 1/1 - h_{21EO} R_B \approx \approx 1/r_n$,

$$K_{зг \text{ max}} = \frac{r_n}{2 \left(r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} \right)} = \frac{7,9}{2 \left(0,25 + \frac{60}{40} \right)} \approx 2,3,$$

що значно менше від заданого.

Щоб підвищити $K_{зг \text{ max}}$, треба перейти до більшого струму $I_{\text{Е ср}}$ і, якщо потрібно, до потужнішого транзистора.

Візьмемо транзистор 2Т818В з $h_{21E \text{ min}} = 20$; виходячи з $P_{K \text{ доп max}} = 20 \text{ Вт}$ (з тепловідводом), приймемо $I_{\text{Е ср}} = 0,5 \text{ А}$. При цьому $r_E = 0,05 \text{ Ом}$; $r_B = 5,6 \text{ Ом}$; $K_{зг \text{ max}} \approx 12$. Зважаючи на те, що $K_{пвх} = 5,7\%$, для виконання заданого $K_{п} = 0,7\%$ досить мати $K_{пвх} / K_{п} = 5,7 / 0,7 \approx 8,2$.

8. Уважаючи, що $h_{21EO} = h_{21E}$, знаходимо

$$R_B = U_{\text{вих ср}} / I_{\text{Е ср}} h_{21EO} = (6,3 / 0,5) \cdot 20 = 252 \text{ Ом}.$$

Згідно зі стандартом

$$R_B = 270 \text{ Ом}, P_{RB} = I_{\text{Б ср}}^2 R_B = 0,5 / 20^2 \cdot 270 = 0,17 \text{ Вт}.$$

9. Перевіряємо коефіцієнт згладжування, що його може забезпечити фільтр,

$$K_{зг} = \frac{1}{\left(r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} \right) \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_n} + \frac{h_{21E}}{R_B} \right)} = \frac{1}{\left(0,05 + \frac{5,6}{20} \right) \left(\frac{1}{7,9} + \frac{1}{7,9} + \frac{20}{252} \right)} \approx 9,$$

що є достатнім.

Якщо $K_{зг}$ менший від заданого, але $K_{зг\max} > K_{зг}$, то збільшити $K_{зг}$ (на 15...20 %) можна, підвищивши трохи відношення R/r_n проти взятого (що дорівнює одиниці). Проте при цьому знижується η_{Φ} .

10. Вихідний опір

$$Z_{\text{вих}} \approx \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_E + \frac{r_B}{h_{21E}}}} = \frac{1}{\frac{1}{7,9} + \frac{1}{0,05 + \frac{5,6}{20}}} \approx 0,32 \text{ Ом}.$$

Було задано 1 Ом.

11. Уточнюємо величину вихідної напруги випрямляча

$$U_{\text{вх ср хх}} = U_{\text{вих ср}} + I_{\text{вих ср}} R = 6,3 + 0,8 + 0,5 \cdot 7,9 = 16,6 \text{ В}.$$

Величина $U_{\text{вх ср хх}}$ з урахуванням коефіцієнта нестабільності $\Delta U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}} \cdot 100\%$, який можна орієнтовно взяти від 10 до 15 %, становитиме

$$U_{\text{вх ср хх}} = U_{\text{вх ср}} (1 + 0,15) = 16,6 \cdot 1,15 \approx 19 \text{ В}.$$

12. Визначаємо ємність

$$C_B \geq \frac{1,5}{h_{21E} \omega_{\text{п}} \left(r_E + \frac{r_B}{h_{21E}} \right)} = \frac{1,5}{20 \cdot 6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot \left(0,05 + \frac{5,6}{20} \right)} =$$

$$= 12 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 12 \text{ мкФ}.$$

Із довідника вибираємо конденсатор типу К52-1 ємністю 15 мкФ і $U_{\text{роб}} = 25 \text{ В}$.

13. Струм, який споживається від схеми випрямлення,

$$I_{\text{в ср}} = I_{\text{вих ср}} + I_{\text{Е ср}} = 0,8 + 0,5 = 1,3 \text{ А}.$$

14. Визначаємо ККД

$$\eta_{\Phi} = \frac{U_{\text{вих ср}} I_{\text{вих ср}}}{U_{\text{вх ср}} I_{\text{в ср}}} = \frac{6,3 \cdot 0,8}{16,6 \cdot 1,3} \approx 0,23.$$

15. Точно підрахувати значення напруги холостого ходу на виході фільтра $U_{\text{вих ср хх}}$ не варто, бо $U_{\text{КЕ, доп max}} = 60 \text{ В}$, а $U_{\text{вих ср хх}} < U_{\text{вих ср}} = 16,6 \text{ В}$. Отже, під час холостого ходу транзистор не проб'ється. Проте на холостому ході потужність $P_{\text{К}}$ зростає. Одним з варіантів захисту може бути ввімкнення у коло колектора запобіжника, який швидше, ніж транзистор розігріється.

Приклад 2.3. Розрахувати параметричний стабілізатор постійної напруги (рис. 2.8,а). Вихідні дані для розрахунку: номінальна величина вихідної напруги $U_{\text{вих}} = 8\text{В}$; допуски на розкид вихідної напруги в бік збільшення $\Delta U_{\text{вих max}}$ і зменшення $\Delta U_{\text{вих min}}$ $\Delta U_{\text{вих max}} = \Delta U_{\text{вих min}} = 1\text{В}$ (допуск може бути несиметричним); максимальний і мінімальний струми навантаження стабілізатора $I_{\text{н max}} = 5\text{мА}$, $I_{\text{н min}} = 3\text{мА}$; допустима відносна зміна середнього значення вхідної напруги не навантаженого випрямляча у бік збільшення $a = E_{\text{вх max}}/E_{\text{вх}} = 1,1$ і зменшення $b = E_{\text{вх min}}/E_{\text{вх}} = 0,9$; коефіцієнт пульсацій вхідної напруги $K_{m \text{ вх}} = U_{m\sim}/E_{\text{вх}} = 0,1$, де $U_{m\sim}$ — амплітуда напруги пульсацій вхідної напруги; максимальна допустима відносна нестабільність вихідної напруги при зміні струму від $I_{\text{н max}}$ до $I_{\text{н min}}$

$\Delta U_{\text{вих i}} \Big|_{I_{\text{н max}} \dots I_{\text{н min}}} (\Delta U_{\text{вих}} = 0,4\%)$ (замість $\Delta U_{\text{вих}}$ може задаватися $r_{\text{вих}}$ стабілізатора); максимально допустима відносна нестабільність вихідної напруги при зміні вхідної $\Delta U_{\text{вих u}} \Big|_{U_{\text{вх}} \dots U_{\text{вх max}}} (\Delta U_{\text{вих}} = \pm 0,3\%, \text{ «}\pm\text{» означає, що вказана зміна у бік збільшення або зменшення вхідної напруги від номінального значення})$ (замість $\Delta U_{\text{вих}}$ може задаватися коефіцієнт стабілізації K_u); максимальна допустима відносна амплітуда пульсацій вихідної напруги (коефіцієнт пульсацій $K_{\text{п вих}} \leq 0,3\%$); номінальна ($T_{\text{с}} = +20^\circ\text{C}$), мінімальна ($T_{\text{с min}} = -10^\circ\text{C}$) і максимальна ($T_{\text{с max}} = +50^\circ\text{C}$) робоча температура навколишнього середовища; максимально допустима відносна температурна стабільність вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих T}}$ при зміні температури на $\Delta T_{\text{с min}} = T_{\text{с min}} - T_{\text{с}}$ і $\Delta T_{\text{с max}} = T_{\text{с max}} - T_{\text{с}}$ ($\Delta U_{\text{вих T}} = \pm 2,5\%$) (замість $\Delta U_{\text{вих T}}$ може задаватися температурний коефіцієнт напруги ТКН стабілізатора).

Треба розрахувати величину номінального значення вхідної напруги $E_{\text{вх}}$, величину опору $R_{\text{с}}$; визначити потрібний для розрахунку випрямляча максимальний струм $I_{\text{вх max}}$, максимальну потужність $P_{\text{вх max}}$, ККД (η) в номінальному та максимальному режимах, а також забезпечити такий струм вибраних стабілітронів, а відповідно, і потужність розсіювання, щоб їх величини не перевищували допустимих з відповідним коефіцієнтом запасу.

Р о з в' я з а н н я. 1. Вибираємо тип і кількість стабілітронів — один або декілька послідовно — і знаходимо з довідкових даних номінальне значення

$U_{\text{ст ном}}$ і допустимий розкид $\Delta U_{\text{ст ном}}$. У визначених випадках задаються $U_{\text{ст min}}$ і $U_{\text{ст max}}$. Тоді $U_{\text{ст ном}} = U_{\text{ст min}} + U_{\text{ст max}} / 2$.

$$U_{\text{ст min}} = U_{\text{вих min}} = U_{\text{ст ном}} - \Delta U_{\text{ст ном}},$$

$$U_{\text{ст max}} = U_{\text{вих max}} = U_{\text{ст ном}} + \Delta U_{\text{ст ном}}.$$

Вибираємо стабілітрон Д814А ($U_{\text{ст ном}} = 7,75 \text{ В}$, $\Delta U_{\text{ст ном}} = \pm 0,75 \text{ В}$, $U_{\text{ст min}} = 7,75 - 0,75 = 7 \text{ В}$, $U_{\text{ст max}} = 7,75 + 0,75 = 8,5 \text{ В}$, $I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}$, $I_{\text{ст max}} = 40 \text{ мА}$). При заданому $U_{\text{вих}} = 8 \text{ В}$ одержуємо $\Delta U_{\text{вих min}} = 1 \text{ В}$, $\Delta U_{\text{вих max}} = 0,5 \text{ В}$, що задовольняє заданим вимогам.

2. Знаходимо середнє значення потрібного вихідного опору стабілізатора

$$r_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}} U_{\text{вих}}}{100 I_{\text{н max}} - I_{\text{н min}}} = \frac{0,4 \cdot 8}{100(5 - 3) \cdot 10^{-3}} = 16 \text{ Ом}.$$

3. Вибираємо $I_{\text{ст min}}$, при якому сумарний диференціальний опір був би меншим за $r_{\text{вих}}$. Із довідникових та експериментальних даних знаходимо:

а) $r_{\text{д}}$, вказане у технічних умовах (при $I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА}$, $r_{\text{д}} = r_{\text{ст}} \leq 6 \text{ Ом}$);

б) в області напруг стабілізації 6...15 В залежність абсолютного температурного коефіцієнта $\gamma_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст T}} / \Delta T_{\text{с}}$ може бути приблизно апроксимована залежністю $\gamma_{\text{ст}} = 2 + 1,25 U_{\text{ст}} - 6$, де $U_{\text{ст}}$ — у В, $\gamma_{\text{ст}}$ — у мВ/°С. Залежно від типу стабілітрона величина $\gamma_{\text{ст}}$ може бути позитивною, негативною або мати знак «±», який означає, що при визначених струмах стабілізації коефіцієнт позитивний, а при інших — негативний; для $U_{\text{ст max}}$: $\gamma_{\text{ст}} = 2 + 1,25 \cdot 8,5 - 6 = 5,1 \text{ мВ/°С}$;

в) диференціальний опір $r_{\text{д}}$, виміряний на постійному струмі, відрізняється в більший бік від диференціального опору $r_{\text{д}}$, який визначається на змінному струмі, коли швидка зміна струму через теплову інерційність практично не змінює теплового режиму стабілітрона. Тому у стабілітронів з позитивним температурним коефіцієнтом до величини $r_{\text{д}}$, яка звичайно приводиться в довідниках, треба додати величину теплової складової диференціального опору $r_{\text{д T}} = U_{\text{ст}} R_t \gamma_{\text{ст}}$, де R_t — тепловий опір кремнієвих стабілітронів; R_t вимірюється у °С/мВт, $U_{\text{ст}}$ — у В, $\gamma_{\text{ст}}$ — у мВ/°С (у нашому прикладі $R_t = 0,15 \text{ °С/мВт}$, тобто $r_{\text{д T}} = 8,5 \cdot 0,15 \cdot 5,1 = 6,5 \text{ Ом}$);

г) диференціальний опір стабілітрона

$$r_d = r_{d-} + r_{dT} = 6 + 6,5 = 12,5 \text{ Ом}, \text{ тобто менше } r_{\text{вих}} = 16 \text{ Ом}.$$

4. Знаходимо середнє значення допустимого коефіцієнта стабілізації

$$K_u = \frac{B \cdot 100}{\Delta U_{\text{вих}u}} = \frac{(1 - 0,9) \cdot 100}{0,3} \approx 33,$$

де B — найбільша з різниць $(a - 1)$ або $(b - 1)$.

5. Визначаємо максимальний коефіцієнт стабілізації

$$K_{u \max} = \frac{U_{\text{вих}} A_m}{I_{\text{н} \max} + I_{\text{ст} \max} r_d} = \frac{8 \cdot 0,8}{(5 + 5) \cdot 10^{-3} \cdot 12,5} \approx 51,$$

де $A_m = a - K_{\text{пвх}} = 0,9 - 0,1 = 0,8$, і переконуємося, що $K_u < K_{u \max}$. Бажано для інженерних розрахунків, щоб $K_{\text{ст}} \approx K_{u \max}$ (0,5...0,7). Якщо $K_u > K_{u \max}$, то однокаскадна схема не може забезпечити заданої стабільності при зміні $U_{\text{вх}}$ і треба перейти до двокаскадної або мостової схеми.

6. Обчислюємо потрібну вхідну напругу $E_{\text{вх}}$, що забезпечує заданий K_u ,

$$E_{\text{вх}} \geq K_{u \max} = \frac{U_{\text{вих}} / A_m}{1 - K_u / K_{u \max}} = \frac{8,5 / 0,8}{1 - (33 / 51)} \approx 30 \text{ В}.$$

Вибираємо $E_{\text{вх}} = 35 \text{ В}$.

7. Здаємось або визначаємо внутрішній опір випрямляча за приблизною формулою

$$R_{\text{вн}} \approx (0,1 \dots 0,15) E_{\text{вх}} / I_{\text{н} \max} + I_{\text{ст} \max} = 0,1 \cdot 35 / 5 + 5 \cdot 10^{-3} = 350 \text{ Ом}.$$

8. Знаходимо номінальну величину реального баластного опору R_6 (без урахування внутрішнього опору випрямляча)

$$R_6 = \frac{E_{\text{вх}} A_m - U_{\text{вих} \max}}{I_{\text{н} \max} + I_{\text{ст} \max}} - R_{\text{вн}} = \frac{35 \cdot 0,8 - 8,5}{5 + 5 \cdot 10^{-3}} - 350 = 1600 \text{ Ом}.$$

Вибираємо резистор з мінімальним виробничим допуском. Наприклад, при $R_6 = 1,6 \text{ кОм} \pm 5\%$ ($R_{6 \min} = 1520 \text{ Ом}$, $R_{6 \max} = 1680 \text{ Ом}$).

9. Уточнюємо значення коефіцієнта стабілізації

$$K_u = \frac{R'_6}{r_d} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{1600 + 350}{12,5} \cdot \frac{8}{35} \approx 36$$

з урахуванням, що $R'_6 = R_6 + R_{\text{вн}}$.

10. Визначаємо коефіцієнт згладжування пульсацій стабілізатора і відносно (в відсотках) амплітуду (коефіцієнт) пульсацій на виході стабілізатора

$$K_{3г} = \frac{R_6}{r_{д\sim}} \cdot \frac{U_{вих}}{E_{вх}} = \frac{1600}{6} \cdot \frac{8}{35} \approx 61,$$

$$K_{п\ вих} = \frac{K_{п\ вх} \cdot 100}{K_{3г}} = \frac{0,1 \cdot 100}{61} \approx 0,17\%.$$

Тобто $K_{п\ вих} < K_{п\ вих\ заданого} (0,17 < 0,3)$.

11. Уточнюємо миттєве значення мінімального струму стабілітрона

$$I_{ст\ max} = \frac{E_{вх} A_m - U_{вих\ max}}{R_{6\ max} + R_{вн}} - I_{н\ max} = \frac{35 \cdot 0,8 - 8,5}{1680 + 350} - 5 \approx 4,6 \text{ мА}.$$

12. Знаходимо середнє значення максимального струму стабілітрона

$$I_{ст\ max} = \frac{E_{вх} a - U_{вих\ min}}{R_{6\ min} + R_{вн}} - I_{н\ min} = \frac{35 \cdot 1,1 - 7}{1520 + 350} - 3 \approx 14 \text{ мА}.$$

13. Визначаємо максимальне та номінальне (або мінімальне) значення вхідного струму і максимальне та номінальне значення вхідної потужності випрямляча

$$I_{вх\ max} = I_{ст\ max} + I_{н\ min} = 14 + 3 = 17 \text{ мА},$$

$$I_{вх} = \frac{E_{вх} - U_{вих}}{R_6 + R_{вн}} = \frac{35 - 8}{1600 + 350} = 14 \text{ мА},$$

$$P_{вх\ max} = I_{вх\ max} E_{вх} a - I_{вх\ max}^2 R_{вн} = \\ = 17 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 1,1 - 17^2 \cdot 10^{-6} \cdot 350 = 0,55 \text{ Вт},$$

$$P_{вх} = I_{вх} E_{вх} - I_{вх}^2 R_{вн} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 35 - 14^2 \cdot 10^{-6} \cdot 350 = 0,42 \text{ Вт}.$$

14. Обчислюємо мінімальний і номінальний ККД стабілізатора (без випрямляча)

$$\eta_{\min} = I_{н\ max} U_{вих\ min} / P_{вх\ max} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7 / 0,55 = 0,064,$$

$$\eta = I_{н\ max} U_{вих} / P_{вх} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 / 0,42 \approx 0,1.$$

15. Виходячи з визначення максимального температурного коефіцієнта $TKH = 0,07\%/^{\circ}\text{C}$ визначаємо $\Delta U_{вих} = TKH \cdot \Delta T_c = 0,07 \cdot 30 = 2,1\%$, що задовольняє поставленим вимогам.

16. Якщо задана величина $E_{вх}$, то розрахунок ведеться аналогічно. При цьому перевіряється залежність $E_{вх}$ п. 6. У цьому випадку K_u (при обчисленому за п. 8 значенні R_6) буде більше заданого значення.

Приклад 2.4. Розрахунок стабілізаторів з оптимальним ККД. Вихідні дані прикладу 2.3.

Р о з в' я з а н н я. У тих випадках, коли живлення стабілізатора здійснюється від сухих або сонячних батарей і потрібен порівняно невеликий коефіцієнт стабілізації, розрахунок можна проводити для оптимального ККД наступним чином:

1. Знаходимо допоміжний коефіцієнт

$$M = 1 - A_m = 1 - 0,8 = 0,2.$$

2. Розраховуємо оптимальний струм стабілітрона

$$I_{\text{ст опт}} = \frac{I_{\text{н max}} \sqrt{M} + I_{\text{ст min}}}{1 - \sqrt{M}} = \frac{5\sqrt{0,2} + 3}{1 - \sqrt{0,2}} = 9,36 \text{ мА}.$$

3. Задаємо номінальний струмом стабілітрона

$$I_{\text{ст}} = 0,8 \cdot 9,36 \approx 7,5 \text{ мА}.$$

4. Визначаємо вхідну напругу

$$E_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \frac{I_{\text{ст}} - I_{\text{ст min}}}{I_{\text{ст}} (1 - M) - I_{\text{ст min}} - I_{\text{н max}} M} =$$

$$= 8 \cdot \frac{7,5 - 3}{7,5((1 - 0,2) - 3 - 5(1 - 0,2))} = 18 \text{ В}.$$

5. Далі розрахунок ведеться з п. 7 прикладу 2.3.

Приклад 2.5. Розрахунок мостового стабілізатора (рис. 2.8,₂) за вихідними даними прикладу 2.3.

Р о з в' я з а н н я. 1. Вибираємо стабілітрони за умови $U_{\text{ст}} \approx U_{\text{вх}}$ і визначаємо $I_{\text{ст min}}$ (Д814А: $U_{\text{вх}} = 8 \text{ В}$, $I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}$).

2. Знаходимо вхідну напругу навантаженого випрямляча

$$U_{\text{вх}} \approx (4 \dots 5) U_{\text{ст}} = 4,5 \cdot 8 = 34 \text{ В}.$$

3. Обчислюємо баластний опір

$$R_6 = \frac{U_{\text{вх}} A_m - U_{\text{ст max}}}{I_{\text{ст max}} + I_{\text{ст min}}} = \frac{36 \cdot 0,8 - 8,5}{(5 + 3) \cdot 10^{-3}} = 2,53 \text{ кОм}.$$

Вибираємо номінал баластного резистора $2,7 \text{ кОм} \pm 5\%$.

4. Визначаємо номінальний струм стабілітрона

$$I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}}{R_6} - I_{\text{н max}} = \frac{36 - 8}{2,7} - 5 \approx 5,4 \text{ мА}.$$

5. Для струму $I_{\text{ст}}$ знаходимо r_d , $r_{d\sim}$ (12,5 Ом, 6 Ом).

6. Обчислюємо компенсуючий опір R_2

$$R_2 = \frac{r_d + r_{d\sim}}{2} = \frac{12,5 + 6}{2} = 9,25 \text{ Ом}.$$

7. Визначаємо опір R_1

$$R_1 \approx R_6 = 2,7 \text{ кОм}.$$

8. Уточнюємо значення вихідної напруги

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} - \left(\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} + I_{\text{н max}} \right) R_2 = 8 - \left(\frac{36}{2,7} + 5 \right) \cdot 10^{-3} = 7,83 \text{ В}.$$

9. Визначаємо коефіцієнт стабілізації

$$K_u = \frac{1}{\left(\frac{r_d}{R_6} - \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}}} = \frac{1}{\left(\frac{12,5}{2,7 \cdot 10^3} - \frac{9,25}{2,7 \cdot 10^3} \right) \cdot \frac{36}{7,83}} = 181.$$

10. Визначаємо коефіцієнт згладжування

$$K_{\text{зг}} = \frac{1}{\left[\left(\frac{r_d}{R_{\text{Бб}}} - \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} \right]} = \frac{1}{\left[\left(\frac{12,5}{2,7 \cdot 10^3} - \frac{9,25}{2,7 \cdot 10^3} \right) \cdot \frac{36}{7,83} \right]} = 180.$$

11. Знаходимо вихідний опір стабілізатора

$$r_{\text{вих}} = r_d + R_2 = 12,5 + 9,25 = 21,25 \text{ Ом}.$$

12. Визначаємо вхідну ЕРС $E_{\text{вх}}$ з наступних міркувань

$$I_{\text{вх max}} = I_{\text{ст}} + I_{\text{н max}} + U_{\text{вх}} / R_1 + R_2,$$

$$E_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} + I_{\text{вх max}} R_{\text{вн}} = U_{\text{вх}} + (0,1 \dots 0,15) E_{\text{вх}},$$

тобто $E_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / (0,9 \dots 0,85) = 34 / 0,9 = 37,8 \text{ В},$

де $R_{\text{вн}} = (0,1 \dots 0,15) E_{\text{вх}} / I_{\text{вх max}}$ — внутрішній опір випрямляча;

$$I_{\text{ст}} = 5,4 \text{ мА}; U_{\text{вх}} = 36 \text{ В}; R_1 = 2,7 \text{ кОм}; R_2 = 9,25 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вн}} = 0,1 \cdot 37,8 / \left[5,4 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} + 34 / (2,7 \cdot 10^{-3} + 9,25) \right] \approx 164 \text{ Ом}.$$

13. Далі розрахунок виконуємо аналогічно розрахунку схеми однокаскадного стабілізатора.

Приклад 2.6. Розрахувати транзисторний компенсаційний стабілізатор напруги (рис. 2.13). Вихідні дані для розрахунку: вихідна напруга (напруга на навантаженні) $U_{\text{н}} = 5 \text{ В}$; вихідний струм $I_{\text{н}} = 1 \text{ А}$; допустима нестабільність вихідної напруги $\pm 1\%$; допустима нестабільність вхідної напруги $\pm \Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх ном}} 100 = \pm 20\%$.

Р о з в' я з а н н я 1. Задаємо мінімальним значенням напруги колектор - емітер регульовального транзистора $VT1$, рівним $U_{KE1min} = 2,5...3В$. При менших значеннях U_{KE} транзистор може виявитися в режимі насичення і втратити властивість підсилювати вхідний сигнал. При більших значеннях U_{KE1min} збільшуються втрати у $VT1$, розсіювана потужність у ньому суттєво зростає, а ККД стабілізатора суттєво зменшується.

Визначимо потрібне значення мінімальної напруги на вході стабілізатора, при якому забезпечена нормальна робота,

$$U_{Bx.min} = U_H + U_{KE1min} = 5 + 3 = 8В.$$

Ураховуючи, що напруга на вході стабілізатора може змінюватися на $\pm 20\%$ від номінального значення $U_{Bx.ном}$, знаходимо

$$U_{Bx.ном} = U_{Bx.min} / 0,8 = 10В.$$

Визначаємо максимальну напругу на вході стабілізатора

$$U_{Bx.max} = 1,2U_{Bx.ном} = 1,2 \cdot 10 = 12В.$$

2. Вибираємо тип регульовального транзистора $VT1$. Вибір проводимо за максимальними значеннями наступних параметрів: напруга колектор-емітер (включаючи імпульсні перенапруги), струм колектора, розсіювана транзистором потужність. Значення цих параметрів не повинні перевищувати їх допустимих норм, які вказані у довідковій літературі або технічних умовах на відповідний тип транзистора,

$$U_{KE1max} = U_{Bx.max} - U_H = 12 - 5 = 7В.$$

Якщо для покращення динамічних властивостей стабілізатора при імпульсному характері навантаження паралельно йому ввімкнений конденсатор достатньо великої ємності, то в момент ввімкнення стабілізатора при розрядженому конденсаторі $U_{KE1max} \approx U_{Bx.max} = 12В$.

У нашому випадку конденсатор не вмикаємо.

Через те, що у більшості практичних випадків $I_{K1} \approx I_H$, $I_{K.max} \approx 1,1I_H = 1,1А$. Коефіцієнт 1,1 урахує потрібний запас на струми подільника напруги $R5 - R7$ і струм параметричного стабілізатора $VD2 - R4$.

Максимальне значення потужності, що розсіюється транзистором $VT1$ на протязі тривалого часу,

$$P_{K1max} = U_{KE1max} I_{Kmax} = 7 \cdot 1,1 = 7,7Вт.$$

За розрахованими даними $I_{Kmax} = 1,1А$, $U_{KE1max} = 7В$, $P_{K1max} = 7,7Вт$ із довідника вибираємо $n-p-n$ транзистор типу КТ817В з наступними парамет-

рами: $I_{K \text{ доп}} = 3 \text{ А}$; $U_{KE \text{ доп}} = 60 \text{ В}$; $P_{K \text{ доп}} = 25 \text{ Вт}$ з радіатором;
 $h_{21E1} = 25 \dots 275$.

3. Вибираємо тип транзистора VT2. Його максимальний струм колектора дорівнює максимальному струму бази регульовального транзистора VT1

$$I_{K2 \text{ max}} \approx I_{B1 \text{ max}} = I_{K1} / h_{21E1 \text{ min}} = 1,1 / 25 = 0,044 \text{ А} = 44 \text{ мА}.$$

Максимальне значення напруги колектор-емітер VT2

$$U_{KE2 \text{ max}} = U_{KE1 \text{ max}} - U_{EB1 \text{ min}}$$

або з деяким запасом

$$U_{KE \text{ max}} \approx U_{KE1 \text{ max}} = 7 \text{ В}.$$

Ураховуючи, що у тривалому режимі $U_{KE2 \text{ max}} \approx U_{KE1 \text{ max}} = 7 \text{ В}$, розраховуємо максимальне значення потужності, розсіювану транзистором VT2,

$$P_{K2 \text{ max}} = U_{KE2 \text{ max}} I_{K2 \text{ max}} = 7 \cdot 44 \cdot 10^{-3} \approx 0,308 \text{ Вт}.$$

В якості VT2 вибираємо *n-p-n* транзистор типу КТ342АМ з наступними допустимими параметрами: $I_{K \text{ доп}} = 50 \text{ мА}$; $U_{KE \text{ доп}} = 30 \text{ В}$; $P_{K \text{ доп}} = 0,35 \text{ Вт}$;
 $h_{21E} = 100 \dots 250$.

Максимальний струм бази транзистора VT2

$$I_{B2 \text{ max}} = I_{K2 \text{ max}} / h_{21E2 \text{ min}} = 44 \cdot 10^{-3} / 100 = 0,44 \text{ мА}.$$

4. Вибираємо тип стабілітрона VD2. Величина напруги стабілізації VD2 повинна бути

$$U_{CT1} \leq (0,7 \dots 0,8) U_H.$$

При необхідності ручного регулювання величини U_H треба враховувати $U_{CT1} \leq (0,7 \dots 0,8) U_{H \text{ min}}$, де $U_{H \text{ min}}$ — мінімальне значення вихідної напруги. Тому, що межі регулювання не вказані,

$$U_{CT1} \leq (0,7 \dots 0,8) U_H = (0,7 \dots 0,8) \cdot 5 = 3,5 \dots 4.$$

Допустимий струм стабілізації VD2 вибирають з умови

$$I_{CT1} \gg I_{B2 \text{ max}} = (4 \dots 5) \cdot 0,44 \cdot 10^{-3} = 1,76 \dots 2,2 \text{ мА}.$$

Якщо для вибраного типу стабілітрона остання умова не виконується, то у складений регульовальний транзистор VT1—VT2 треба додати ще один мало-потужний транзистор (див. рис. 2.11,б) або вибрати інший тип більш потужного стабілітрона з більшим струмом стабілізації. На основі довідкових даних вибираємо в якості VD2 стабілітрон типу 2С119А з наступними параметрами:

$U_{\text{ст}2}$ від 1,7 до 2,1 В; максимальне та мінімальне значення струму стабілізації відповідно 100 мА і 1 мА; диференціальний опір при $I_{\text{ст}2} = 10 \text{ мА}$ дорівнює 15 Ом.

5. Вибираємо тип транзистора VT3 за наступними даними: $I_{\text{К}3\text{max}} = (4 \dots 5) I_{\text{Б}2\text{max}} = 1,76 \dots 2,2 \text{ мА}$; $U_{\text{н}} = 5 \text{ В}$; $U_{\text{ст min}} = 1,7 \text{ В}$; $U_{\text{ЕБ}1\text{max}} = U_{\text{ЕБ}1\text{max}} = U_{\text{ЕБ}2\text{max}} = 1,5 \text{ В}$; $U_{\text{КЕ}3\text{max}} = U_{\text{н}} - U_{\text{ст min}} + U_{\text{ЕБ}1\text{max}} + U_{\text{ЕБ}2\text{max}} = 5 - 1,7 + 3 = 6,3 \text{ В}$; $P_{\text{К}3\text{max}} = I_{\text{К}3\text{max}} U_{\text{КЕ}3\text{max}} = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 6,3 \approx 14 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 14 \text{ мВт}$.

В якості VT3 вибираємо *n-p-n* транзистор КТ315Е з наступними допустимими значеннями параметрів: $I_{\text{К доп}} = 100 \text{ мА}$; $U_{\text{КЕ доп}} = 35 \text{ В}$; $P_{\text{К доп}} = 0,1 \text{ Вт} = 100 \text{ мВт}$; $h_{21\text{Е} 2 \text{ min}} = 50$; $U_{\text{ЕБ max}} = 0,8 \text{ В}$.

6. Задаємось робочим значенням струму стабілізації стабілітрона VD2 з умов

$$\left. \begin{array}{l} I_{\text{К} 3 \text{ max}} \leq I_{\text{ст}} \leq I_{\text{ст max}}, \\ I_{\text{ст}} > I_{\text{ст min}}. \end{array} \right\}$$

$$I_{\text{К}3\text{max}} = 2,2 \text{ мА}; I_{\text{ст min}} = 1 \text{ мА}; I_{\text{ст max}} = 100 \text{ мА}.$$

Вибираємо $I_{\text{ст}} = 10 \text{ мА}$ і розраховуємо необхідні параметри резистора R4

$$R_4 = \frac{U_{\text{н}} - U_{\text{ст min}}}{I_{\text{ст}} - I_{\text{К}3\text{max}}} = \frac{5 - 1,7}{(10 - 2,5) \cdot 10^{-3}} = 423 \text{ Ом}.$$

Оскільки номінал резистора 423 Ом не існує, вибираємо з ряду номіналів опорів E12 $R_4 = 390 \text{ Ом}$.

Розсіювана на R4 потужність $P_{R_4} = (I_{\text{ст}} - I_{\text{К}3\text{max}})^2 R_4 = (10 - 2,2)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 390 \approx 24 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 24 \text{ мВт}$. В якості R4 вибираємо резистор будь-якого типу з опором 390 Ом і потужністю 0,125 Вт.

7. Вибираємо тип транзистора VT4 за наступними розрахунковими даними:

$$I_{\text{К}4\text{max}} = I_{\text{Б}2\text{max}} + I_{\text{К}3\text{max}} = (0,44 + 2,2) \cdot 10^{-3} = 2,64 \text{ мА};$$

$$U_{\text{КЕ}4\text{max}} \leq U_{\text{КЕ}1\text{max}} = 7 \text{ В}; \quad P_{\text{К}4\text{max}} = I_{\text{К}4\text{max}} U_{\text{КЕ}4\text{max}} = 2,64 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = 18,5 \text{ мВт}; \quad U_{\text{ЕБ}4\text{min}} = 1 \text{ В}.$$

В якості VT4 вибираємо *p-n-p* транзистор типу КТ312А з наступними допустимими значеннями параметрів: $I_{K \text{ доп}} = 20 \text{ мА}$; $U_{KE \text{ доп}} = 40 \text{ В}$; $h_{2E \text{ min}} = 15$; $I_{K \text{ доп}} = 100 \text{ мВт}$.

8. В якості VD1 вибираємо стабілітрон типу КС139А з наступними параметрами: $U_{CT1} = 3,5 \dots 4,3 \text{ В}$; $I_{CT1} = 3 \dots 70 \text{ мА}$.

9. Обчислюємо опір резистора R2

$$R_2 = \frac{U_{CT1 \text{ max}} - U_{EB4 \text{ min}}}{I_{E4 \text{ max}}} = \frac{4,3 - 1,0}{2,64 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \cdot 10^{-3} = 1,25 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_2 = 1,2 \text{ кОм}$.

Потужність, що розсіюється на резисторі

$$P_{R_2} = I_{K4 \text{ max}}^2 R_2 = 2,64 \cdot 10^{-3}^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 8,4 \text{ мВт}.$$

10. Обчислюємо струм бази VT4

$$I_{B4 \text{ max}} = U_{CT1 \text{ max}} / h_{21E4 \text{ min}} R_2 = 4,3 / 15 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,24 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,24 \text{ мА}.$$

11. Вибираємо значення струму через резистор R1

$$I_{R_1} \gg I_{B4 \text{ max}} = 0,24 \text{ мА},$$

$$I_{CT1 \text{ min}} < I_{R_1} < I_{CT1 \text{ max}} \quad (I_{CT1 \text{ min}} = 3 \text{ мА}, I_{CT1 \text{ max}} = 70 \text{ мА}).$$

Нехай $I_{R_1} = 10 \text{ мА}$.

12. Розраховуємо опір резистора R1

$$R_1 = \frac{U_{BX \text{ max}} - U_{CT1 \text{ min}}}{I_{R_1}} = \frac{12 - 3,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,85 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 850 \text{ Ом}.$$

Вибираємо $R_1 = 820 \text{ Ом}$.

Потужність, що розсіюється на резисторі,

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 \cdot R_1 = 10 \cdot 10^{-3}^2 \cdot 820 = 82 \text{ мВт}.$$

13. Перевіряємо мінімальне значення струму стабілітрона VD1

$$I_{CT \text{ min}} = \frac{U_{BX \text{ min}} - U_{CT1 \text{ min}}}{R_1} = \frac{8 - 4,3}{820} = 4,5 \text{ мА} > 3 \text{ мА},$$

тобто номінальний режим параметричного стабілізатора VD1–R1 забезпечено.

14. Розраховуємо подільник напруги R5–R7.

Задаємося величиною струму через $R5-R7$ з умови $I_{\text{под}} \gg I_{\text{БЗmax}}$, тому що в цьому випадку буде забезпечена краща температурна стабільність вихідної напруги (температурні зміни параметрів $VT3$ у меншій мірі позначаються на постійності U_{33}).

$$I_{\text{БЗmax}} = I_{\text{КЗmax}} / h_{21\text{ЕЗmin}} = 2,2 \cdot 10^{-3} / 50 \approx 40 \text{ мкА};$$

$$I_{\text{под}} \geq 10 I_{\text{БЗmax}} = 10 \cdot 0,04 \cdot 10^{-3} = 0,4 \text{ мА}.$$

Вибираємо $I_{\text{под}} = 1,5 \text{ мА}$.

Сумарний опір резисторів $R5-R7$ подільника напруги

$$R_5 + R_6 + R_7 = U_{\text{н}} / I_{\text{под}} = 5 / 1,5 \cdot 10^{-3} = 3,3 \text{ кОм};$$

$$R_6 + R_7 \geq 1,2 U_{\text{ст2max}} / I_{\text{под}} = 1,2 \cdot 2,1 / 1,5 \cdot 10^{-3} = 1,68 \text{ кОм},$$

$$R_7 \leq U_{\text{ст2min}} - U_{\text{ЕБЗmax}} / I_{\text{под}} = (1,7 - 0,8) / 1,5 \cdot 10^{-3} = 600 \text{ Ом}.$$

У відповідності з рядом номіналів опорів резисторів $E12$ вибираємо $R_7 = 680 \text{ Ом}$, $R_6 = 1 \text{ кОм}$, $R_5 = 1,5 \text{ кОм}$.

Уточнюємо значення струму подільника напруги

$$I_{\text{под}} = U_{\text{н}} / R_5 + R_6 + R_7 = 5 / 3,18 \cdot 10^3 = 1,57 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 1,57 \text{ мА}.$$

Потужності, що розсіюються на резисторах подільника напруги,

$$P_{R_5} = I_{\text{под}}^2 R_5 = 1,57 \cdot 10^{-3}^2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 3,7 \text{ мВт};$$

$$P_{R_6} = I_{\text{под}}^2 R_6 = 1,57 \cdot 10^{-3}^2 \cdot 10^3 = 2,5 \text{ мВт};$$

$$P_{R_7} = I_{\text{под}}^2 R_7 = 1,57 \cdot 10^{-3}^2 \cdot 680 = 1,7 \text{ мВт}.$$

В якості $R5-R7$ вибираємо резистори будь-якого типу з допустимою потужністю, що розсіюється, не менше $0,125 \text{ Вт}$ (резистор R_6 — змінний).

15. Вибираємо резистор $R3$, який підвищує температурну стійкість стабілізатора і зменшує вплив на стабільність вихідної напруги зворотного теплового струму колектора потужного регульовального транзистора $VT1$,

$$R_3 = U_{\text{н}} / I_{\text{КБ01}} = 5 / 3 \cdot 10^{-3} = 1,7 \text{ кОм}.$$

Значення зворотного теплового струму колектор-база $VT1$ $I_{\text{КБ01}} = 3 \text{ мА}$ вибираємо із довідника для даного типу транзистора при максимальній температурі його корпусу (150°C).

З ряду номіналів опорів резисторів Е12 вибираємо найбільш близьке до розрахованого значення $R_3 = 1,8 \text{ кОм}$. Потужність, що розсіюється на R_3 ,

$$P_{R_3} \approx U_H^2 / R_3 = 5^2 / 1,8 \cdot 10^{-3} \approx 14 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 14 \text{ мВт}.$$

16. Розраховуємо ККД стабілізатора

$$\eta_{\min} \approx U_H I_H / U_{\text{вх max}} I_H + P_{\text{кер}},$$

де $P_{\text{кер}} \approx U_H I_{\text{под}} + U_H I_{\text{ст}} - I_{K3 \text{ max}} + P_{R_3} + U_{\text{вх max}} I_{K4 \text{ max}} + I_{R_1}$ — внутрішні втрати у схемі керування стабілізатора.

$$P_{\text{кер}} = 5 \cdot 1,57 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot (10 - 2,2) \cdot 10^{-3} + 14 \cdot 10^{-3} + 12(10 + 2,64) \cdot 10^{-3} = 218 \text{ мВт};$$

$$\eta_{\min} = 5 \cdot 1 / 12 \cdot 1 + 218 \cdot 10^{-3} \approx 5 / 12,2 = 0,41.$$

При номінальній вхідній напрузі $U_{\text{вх.ном}} = 10 \text{ В}$ ККД стабілізатора ($P_{\text{кер}} \ll P_H$)

$$\eta_{\text{ном}} \approx U_H I_H / U_{\text{вх.ном}} I_H = 5 \cdot 1 / (10 \cdot 1) = 0,5.$$

Приклад 2.7. Розрахувати стабілізатор напруги (рис. 2.21,б) з використанням мікросхеми 142ЕН при вхідній напрузі 20 В, вихідній напрузі 12 В і вихідному струмі 4 А. Схема повинна забезпечувати обмеження струму на заданому рівні при короткому замиканні в навантаженні.

Розв'язання. 1. В якості інтегрального стабілізатора напруги вибираємо мікросхему типу 142ЕН 8Б.

2. Транзистор VT2 вибираємо з умови розсіювання ним потужності в режимі короткого замикання навантаження. Коло обмеження струму розраховується з урахуванням максимального струму навантаження 4 А. При короткому замиканні навантаження у транзисторі VT2 виділяється потужність

$$P_{VT2} = U_{\text{вх}} I_{\text{вих}} = 20 \cdot 4 = 80 \text{ Вт}.$$

3. З урахуванням розкиду параметрів компонентів кола обмеження (напруги на переході емітер-база транзистора VT1 і опору резистора R1) цю потужність рекомендується збільшити на 30% і прийняти

$$P_{VT2} = 1,3 \cdot 80 = 104 \text{ Вт}.$$

4. В якості транзистора VT2 вибираємо транзистор 2Т818, статичний коефіцієнт підсилення якого $h_{21E} = 10$ при струмі колектора 4 А. Струм бази при цьому

$$I_{\text{БVT2}} = I_{\text{К}} / h_{21\text{E}} + 1 = 4 / (10 + 1) = 0,364 \text{ А}.$$

З урахуванням розкиду параметрів напруги $U_{\text{ЕБ}}$ транзистора VT2 та опору резистора R2 збільшуємо струм бази транзистора на 30%

$$I_{\text{БVT2}} = 1,3 \cdot 0,364 = 0,473 \text{ А}.$$

5. В якості транзистора VT1 вибираємо транзистор 2Т208. Для переведу його у відкритий стан спад напруги на резисторі R1 повинен бути не менше 0,65 В. Виходячи з цього, опір резистора R1

$$R_1 = U_{\text{ЕБVT2}} / I_{\text{К2max}} = 0,65 / 4 = 0,16 \text{ Ом}.$$

6. Мінімальний струм навантаження, перевищення якого призводить до переведу транзистора VT2 у відкритий стан, дорівнює $mI_{\text{Б}}$, де коефіцієнт m вибираємо в межах 0,1...0,9. Якщо прийняти $m = 0,2$, то опір резистора R2 складе

$$R_2 = U_{\text{ЕБVT2}} / mI_{\text{БVT2}} = 0,65 / (0,2 \cdot 0,473) = 6,9 \text{ Ом}.$$

Приклад 2.8. Розрахувати двотактний транзисторний перетворювач напруги з самозбудженням (рис. 2.26,б). Вихідні дані для розрахунку: напруга джерела постійного струму $U_d = 12,6 \text{ В}$; напруга на вихідній обмотці перетворювача $U_{\text{вих}} = 20 \text{ В}$; струм вихідної обмотки $I_{\text{вих}} = 1 \text{ А}$; частота перетворення $f = 1 \text{ кГц}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Визначаємо струм відкритого транзистора

$$I_{\text{Кmax}} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}} / \eta_{\text{п}} U_d = 20 \cdot 1 / (0,85 \cdot 12,6) = 1,87 \text{ А},$$

де $\eta_{\text{п}}$ — орієнтовне значення ККД перетворювача ($\eta_{\text{п}} = 0,75 \dots 0,95$ залежно від режиму роботи та характеру навантаження: при роботі на випрямляч $\eta_{\text{п}} = 0,75 \dots 0,85$; на активне навантаження — $0,85 \dots 0,95$), уточнюється в процесі розрахунку.

2. Обчислюємо амплітуду напруги $U_{\text{КEm}}$ транзисторів VT1 і VT2

$$U_{\text{КEm}} = 2,4U_d = 2,4 \cdot 12,6 = 30,24 \text{ В}.$$

3. За одержаними значеннями $I_{\text{Кmax}}$ і $U_{\text{КEm}}$ вибираємо $n-p-n$ транзистор типу КТ803А з $I_{\text{Кдоп}} = 10 \text{ А}$, $U_{\text{КEm}} = 60 \text{ В}$; $h_{21\text{Emin}} = 25$; $h_{21\text{Emax}} = 50$; $U_{\text{КЕнас}} = 2,5 \text{ В}$; $f_{\text{гр}} = 10 \text{ кГц}$.

4. Визначаємо струм колектора відкритого транзистора з урахуванням спаду напруги на насиченому транзисторі

$$I'_{\text{Кmax}} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}} / \left[\eta_{\text{п}} U_d - U_{\text{КЕнас}} \right] = 20 \cdot 1 / 0,85(12,6 - 2,5) = 2,33 \text{ А}.$$

5. Перевіряємо максимальну величину струму колектора в режимі перемикання

$$I''_{\text{Кmax}} = I'_{\text{Кmax}} K_i K_{\text{нас min}} h_{21\text{E max}} / h_{21\text{E min}} = 2,33 \cdot 1,25 \cdot 1,4 \cdot 50 / 25 = 8,2 \text{ А},$$

де $K_i \approx 1 / (1 - 0,03 \sqrt{U_d})^2 = 1 / (1 - 0,03 \sqrt{12,6})^2 = 1,25$ — коефіцієнт, який урахує вплив інерційних властивостей транзистора та величини колекторної напруги при амплітудному значенні струму колектора; $K_{\text{нас min}} = I_{\text{Б}} h_{21\text{E min}} / I_{\text{Кmax}}$ — мінімальне значення коефіцієнта насичення (звичайно $K_{\text{нас min}} = 1,3 \dots 1,5$). Таким чином, транзистор за струмом обрано правильно ($I''_{\text{Кmax}} < I_{\text{К доп}}$).

6. Визначаємо типорозмір осердя трансформатора

$$Q_{\text{ст}} Q_{\text{вік}} = 10^2 P_{\text{габ}} / 2 f B_m k_m k_{\text{ст}} \Delta_{\text{г}} \eta_{\text{тр}} = \\ = 1,3 \cdot 20 \cdot 1 / (2 \cdot 1000 \cdot 1,4 \cdot 0,12 \cdot 0,88 \cdot 4 \cdot 0,85) = 2,59 \text{ см}^4,$$

де $Q_{\text{ст}}, Q_{\text{вік}}$ — переріз магнітопроводу та площа вікна відповідно; $P_{\text{габ}}$ — габаритна (типова) потужність трансформатора; B_m — максимальне значення індукції в осерді; $k_m, k_{\text{ст}}$ — коефіцієнти заповнення відповідно вікна осердя проводом і осердя магнітопроводу сталлю (значення коефіцієнтів $k_m = 0,1 \dots 0,16$ — для $P_{\text{габ}} = 10 \dots 50 \text{ Вт}$; $0,16 \dots 0,2$ — для $P_{\text{габ}} = 50 \dots 150 \text{ Вт}$ та вище; $k_{\text{ст}} = 0,88$ для товщини стрічки магнітопроводу $0,1 \text{ мм}$); $\Delta_{\text{п}} = 4 \text{ А/мм}^2$ — густина струму в обмотках трансформатора; $\eta_{\text{тр}} = 0,75 \dots 0,95$ — ККД трансформатора.

Якщо вихідна обмотка перетворювача навантажена на активний опір або мостовий випрямляч, то $P_{\text{габ}} = 1,3 U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}$. Якщо навантаженням перетворювача є випрямляч з середньою точкою трансформатора, то $P_{\text{габ}} = 2,1 U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}$.

Із довідника вибираємо найближчий магнітопровід з типом тороїдального осердя ОЛ-28/40-8 з $Q_{\text{ст}} Q_{\text{вік}} = 2,95 \text{ см}^4$ і площею поперечного перерізу $Q_{\text{ст}} = 0,48 \text{ см}^2$.

7. Число витків половини колекторної обмотки трансформатора перетворювача

$$w_k = w'_k = \frac{U_d - U_{\text{КЕ нас}} \cdot 10^4}{4 f B_m Q_{\text{ст}} k_{\text{ст}}} = \frac{(12,6 - 2,5) \cdot 10^4}{4 \cdot 1000 \cdot 1,4 \cdot 0,48 \cdot 0,88} \approx 43 \text{ вит.}$$

8. Число витків вторинної (вихідної) обмотки

$$w_2 = w_{\text{вих}} = \frac{w_k U_{\text{вих}}}{U_d - U_{\text{КЕ нас}}} = \frac{43 \cdot 20}{12,6 - 2,5} \approx 85 \text{ вит.}$$

9. Число витків базової обмотки

$$w_B = w'_B = \frac{w_k U_B}{U_d - U_{\text{КЕ нас}}} = \frac{43 \cdot 2}{12,6 - 2,5} \approx 9 \text{ вит.},$$

де $U_B = 1,5 \dots 2,5 \text{ В}$ — напруга на базовій обмотці.

10. Діюче значення струмів обмоток трансформатора (колекторної і базової),

$$I_K = I'_{K \max} / \sqrt{2} = 2,33 / \sqrt{2} = 1,65 \text{ А};$$

$$I_B = I_{B \max} / \sqrt{2} = I'_{K \max} K_{\text{нас min}} / \sqrt{2} h_{21 \text{E min}} = 2,33 \cdot 1,4 / \sqrt{2} \cdot 25 = 0,09 \text{ А}.$$

11. Діаметр проводу обмоток трансформатора:

$$\text{колекторної } d = 1,13 \sqrt{I_K / \Delta_{\text{п}}} = 1,13 \sqrt{1,65 / 4} = 0,73 \text{ мм};$$

$$\text{базової } d = 1,13 \sqrt{I_B / \Delta_{\text{п}}} = 1,13 \sqrt{0,09 / 4} = 0,17 \text{ мм};$$

$$\text{вихідної } d = 1,13 \sqrt{I_{\text{вих}} / \Delta_{\text{п}}} = 1,13 \sqrt{1 / 4} = 0,57 \text{ мм}$$

12. Величина опору додаткового резистора R_2 в базових колах транзисторів перетворювача

$$R_2 = \frac{U_B - U_{\text{ЕБ нас}} h_{21 \text{E min}}}{I'_{K \min} K_{\text{нас min}}} = \frac{(2 - 0,6) \cdot 25}{2,33 \cdot 1,4} = 10,7 \text{ Ом},$$

де $U_{\text{ЕБ нас}} = 0,6 \text{ В}$ — напруга між емітером і базою транзистора в режимі насичення.

Вибираємо резистор 11 Ом (ряд Е24) і розраховуємо його потужність.

13. Величина опору R_1 подільника

$$R_1 = R_2 \frac{U_d - U_{\text{БЕ нас}}}{U_{R_2}} = 11 \cdot \frac{12,6 - 0,6}{0,3} = 440 \text{ Ом},$$

де $U_{R_2} = 0,3 \text{ В}$ — напруга зміщення, що дорівнює спаду напруги на резисторі R_2 від струму подільника.

Вибираємо резистор 470 Ом.

Для забезпечення надійного запуску перетворювача резистор R_1 рекомендується шунтувати конденсатором (від 1 до десятків мкФ).

14. Середнє значення потужності втрат у транзисторі за умови, що потужність втрат у режимі відсічки ($P_{\text{від}} = 0,5I_{\text{КБ0}}U_{\text{КЕ м}}$) близька до нуля, можна визначити як

$$P_{\text{К}} = P_{\text{нас}} + P_{\text{дин}} = 0,5I'_{\text{К max}}U_{\text{КЕ нас}} + U_{\text{д}}I'_{\text{К max}}\tau_{\beta}f\gamma,$$

де $\tau_{\beta} = 1 / 2\pi f_{\text{гр}}$ — час життя неосновних носіїв у базовій області транзистора; $\gamma \approx 1 + (0,2/K_i)$ — коефіцієнт, що залежить від схеми перетворення та режиму роботи транзистора; $f_{\text{гр}}$ — гранична частота роботи транзистора, тобто

$$\tau_{\beta} = 1 / 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 = 15,9 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$\gamma = 1 + 0,2 / 1,25 = 1,16.$$

Звідки

$$P_{\text{К}} = 0,5 \cdot 2,33 \cdot 2,5 + 12,6 \cdot 2,33 \cdot 15,9 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 1,16 =$$

$$= 2,92 + 0,54 = 3,46 \text{ Вт}.$$

За визначеною потужністю розсіювання розраховуємо тепловідвідний радіатор.

Контрольні запитання

1. За якими показниками класифікують джерела живлення?
2. Приведіть типові структурні схеми джерел електроживлення при вхідній напрузі змінного або постійного струму.
3. Які загальні вимоги до джерел вторинного електроживлення?
4. Які вимоги пред'являються до автономного електропостачання?
5. Які джерела електроенергії використовуються при живленні електронної апаратури?
6. Які первинні елементи знаходять застосування при живленні електронної апаратури?
7. Які найбільш поширені акумулятори?
8. Які існують джерела живлення крім акумуляторних батарей?
9. Які найбільш розповсюджені основні структурні схеми джерел безперебійного електропостачання?
10. Які існують типи транзисторних згладжувальних фільтрів?
11. Як працює транзисторний фільтр з навантаженням у колі колектора?
12. Як працює транзисторний фільтр з навантаженням у колі емітера?
13. На чому ґрунтується робота фільтра з транзистором, ввімкненим паралельно навантаженню?

14. Які способи підвищення коефіцієнта згладжування транзисторних фільтрів?
15. Який принцип дії транзисторного фільтра із струмостабілізуючим двополосником?
16. Які існують стабілізатори напруги постійного струму безперервної дії?
17. Що таке параметричний стабілізатор напруги?
18. Який принцип дії компенсаційних лінійних стабілізаторів?
19. Чим відрізняються компенсаційні лінійні стабілізатори напруги від стабілізаторів струму?
20. Як здійснюється температурна компенсація у параметричних стабілізаторах?
21. Які різновиди схем стабілізаторів на кремнієвих стабілітронах?
22. Які способи підвищення коефіцієнта стабілізації стабілізаторів напруги?
23. Які існують схеми регулюючих елементів стабілізаторів напруги?
24. Як підвищити вихідну потужність інтегральних стабілізаторів напруги?
25. Якими параметрами визначається частота перетворення транзисторного перетворювача з самозбудженням?
26. Які способи стабілізації частоти транзисторних перетворювачів з самозбудженням?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бабак В.П., Білецький А.Я., Гуржій А.М. Сигнали і спектри. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 492 с.
2. Бадер М.П. Электромагнитная совместимость. – М.: УМК МПС, 2002. – 638 с.
3. Баланс энергий в электрических цепях / В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 312 с.
4. Белов В. Ф. Автоматизация проектирования электромагнитной совместимости автономных преобразовательных систем. – Саранск : Изд-во Мордов. ун-та, 1993. – 340 с.
5. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники . Электрические цепи : Учебник. – 10-е изд. – М.: Гардарики, 2001. – 638 с.
6. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А., Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Три Л, 2000. – 400 с.
7. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
8. Васильев В.И., Ильясов Б.Г. Интеллектуальные системы управления с использованием нечеткой логики. – Уфа: УГА-ТИ, 1995. – 80 с.
9. Векслер Г.С., Пилинский В.В. Электропитающие устройства электроакустической и кинотехнической аппаратуры. – К.: Вищ. шк. Головное изд-во, 1986. – 386 с.
10. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков и др. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.
11. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 384 с.
12. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.

13. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники : В 3-х т. Уч. для вузов. Том 2. – СПб.: Питер, 2006. – 576 с.
14. Джуджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
15. Електроніка і мікросхемотехніка : Підручник для вищ. навч. закл. освіти : У 4-х т./ В.І. Сенько, М.В. Панасенко , Є.В. Сенько та ін.; Під ред. В.І. Сенька. – К.: ТВО "Видавництво Обереги", 2000. – Т.1. Елементна база електронних пристроїв. – 309 с.
16. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятия. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.
17. Жуйков В.Я., Павлов В.Б., Стржелецки Р.Г. Системы упрещающего управления вентильными преобразователями. – К.: Наук. думка, 1991. – 240 с.
18. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. шк., 1982. – 496 с.
19. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
20. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1990. – 220 с.
21. Интеллектуальные системы управления с использованием нейронных сетей / В.И. Васильев, Б.Г.Ильясов, С.С. Волеев и др. – Уфа: Уфим. гос. авиац. техн. ун-т , 1997. – 92 с.
22. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Нейвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др., Под ред. Г.С. Нейвельта. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
23. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.
24. Кириленко О.В. , Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. – К.: “Текст”, 2006. – 488 с.

25. Кириленко О.В. , Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. – К.: “Текст”, 2006. – 488 с.
26. Коссов О.А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. – Изд. 2-е, перераб и доп. – М.: Энергия, 1971. – 432 с.
27. Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование : Учебник для вузов. – 2-е изд. – М.: Горячая линия. – Телеком, 2001. – 344 с.
28. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 396 с.
29. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 1983. – 216 с.
30. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
31. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наук.думка, 1974. – 216 с.
32. Милях А.Н., Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. – К.: Наук. думка, 1973. – 219 с.
33. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторна широтно-імпульсна модуляція в матричних перетворювачах. Навчальний посібник. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2003. – 74с.
34. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
35. Мыцык Г.С. Основы структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. – М.: Изд-во МЭИ, 1989. – 108 с.
36. Немцев Г.А., Ефремов Л.Г. Энергетическая электроника. – М.: Пресс-сервис, 1994. – 320 с.

37. Олещук В.И., Чаплыгин Е.Е. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 146 с.
38. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.
39. Перетворювальна техніка. Підручник : Ч. 2/ Ю.П. Гончаров , О.В. Будьонний, В.Г. Морозов та ін., За ред.. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
40. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания / Г.С. Векслер, В.С. Недочетов, В.В. Пилинский и др. – К.: Техника, 1990. – 167 с.
41. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в системах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
42. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – 80с.
48. Полупроводниковые выпрямители/ Под ред. Ф.И. Ковалева. – М.: Энергоатомиздат, 1978. – 448 с.
49. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии / А. Крогерис, К. Рашевиц, Л. Рутманис и др. – Рига: Зикатне, 1969. – 531 с.
50. Попков О.З. Основы преобразовательной техники. Неуправляемые выпрямители: Конспект лекций. – М.: Изд-во МЭИ, 2001. – 64 с.
51. Промислова електроніка: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк, К.: – Либідь, 1993. – 432 с.
52. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 184 с.
53. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
54. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Квасюк А.А. Силовая электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
55. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.

56. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.
57. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 424 с.
58. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – К.: Вища школа, 1985. – 400 с.
59. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990. – 368 с.
60. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
61. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
62. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта. – М.: Транспорт, 1998. – 280 с.
63. Силовая электроника. Примеры и расчеты. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 384 с.
64. Силовая электроника: Словарь терминов русско-английский. – М.: ОСЭ, 2001. – 80 с.
65. Силова електроніка: Словник термінів українсько-англійський. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2003. – 87 с.
66. Синчук О.Н., Юрченко Н.Н., Чернышев А.А. и др. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / Под ред. О.Н. Синчука. – К.: ИЭД НАН Украины, 2006. – 251 с.
67. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО Наука, 1994. – 318 с.
68. Солодунов А.М., Иньков Ю.М., Коваливкер Г.Н., Литовченко В. В. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями. – Рига.: Зинатне, 1991. – 351 с.
69. Солодухо Я.Ю. Тенденции компенсации реактивной мощности. Ч. 1: Реактивная мощность при несинусоидальных режимах работы. – М.: Информэлектро, 1987. – 50 с.

70. Справочник по преобразовательной технике. – К.: Техника, 1978. – 447 с.
71. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями / Денисов ЮА. – К.: Изд. Института электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.
72. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А. В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – К.: Наук. думка, 1993. – 271 с.
73. Фред К. Ли. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи: Пер. с английского. М.: Мир, 1988. Том 76.
74. Хохлов Ю.И. Компенсированные выпрямители. – Челябинск: Изд-во ЧГТУ, 1995. – 355 с.
75. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
76. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
77. Шваб А. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 480 с.
78. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. – К.: Наук. думка, 1985. – 268 с.
79. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – К.: Наук. думка, 1980. – 304 с.
80. Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
81. Электрические и электронные аппараты / Под ред. Ю.К. Розанова. – М.: Информэлектро, 2001. – 752 с.
82. Электромагнитная совместимость электроприемников промышленных предприятий / А.К. Шидловский, Б.П. Борисов, Г.И. Вагин и др. – К.: Наук. думка, 1992. – 236 с.
83. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / Под ред. А.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 352 с.
84. Энергетическая электроника : Справ. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.