

Чернівецький національний університет
імені Юрія Федьковича

Підлягає поверненню на кафедру

ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА

Навчальний посібник

Чернівці

“Рута”
2007

ББК 31.264.53 я 73

Е 627

УДК 621.314.623 (075) + 621.38

Друкується за ухвалою редакційно-видавничої ради
Чернівецького національного університету
імені Юрія Федьковича

Е 627 Енергетична електроніка. Навчальний посібник/ Укл.
Мар'янчук П.Д. — Чернівці: ЧНУ 2007. — 96 с.

У посібнику викладено основні відомості про електричну енергію, силові електронні ключі (подано їх умовне позначення, вольтамперні характеристики, еквівалентні керовані ключі, схеми вмикання електронних ключів, струми і напруги на елементах електричного кола), перетворювачі (ведені мережею), фільтруючі і стабілізуючі пристрої, автономні перетворювачі, перетворювальні системи. Описано будову та принцип дії цих пристроїв і перетворювачів.

Для студентів фізичних факультетів вищих навчальних закладів.

ББК 31.264.53 я 73

УДК 621.314.623 (075) + 621.38

© Видавництво Чернівецького
національного університету "Рута", 2007

Розділ 1. Електрична енергія, її одержання і застосування

1.1. Структура системи електроживлення

Для індустріального розвитку країни, такої як Україна, характерна електрифікація – широке застосування електричної енергії в усіх областях виробництва і в побуті. Електрифікацію забезпечує система електропостачання. Основними енергетичними ресурсами країни в теперішній час є природні запаси паливних корисних копалин і гідравлічні ресурси. Поблизу цих джерел енергії в більшості випадків розташовуються електричні станції. На них первинні види енергії перетворюються в електричну енергію, яка виробляється генераторами змінного струму при напругах 6-35 кВ. Виготовлення генераторів на більш високі напруги є більш складним завданням і з практичної точки зору є недоцільним. При таких напругах економна передача електроенергії можлива лише для близько розташованих споживачів. Для передачі електроенергії на більш великі відстані – порядку сотні кілометрів – необхідна більш висока напруга – порядку сотні тисяч вольт.

При даній потужності чим більша напруга ліній електропередач (ЛЕП), тим менша повинна бути сила струму, а разом із нею зменшується падіння напруги в лінії і втрати енергії на нагрівання проводів, якщо вважати постійною величиною опір лінії. Таким чином підвищення напруги лінії передач дає можливість при тих же відносних втратах передавати електроенергію на більш велику відстань. За рахунок цього намагаються застосовувати для ліній передач все більші напруги. Зокрема можуть бути лінії електропередач на напругу 1,5 млн. В. Використання таких надвисоких напруг дає можливість використовувати в народному господарстві природні енергетичні ресурси, які знаходяться на великих відстанях від промислових центрів.

Слід відмітити, що із підвищенням напруги непропорційно швидко ростуть затрати на ізолюючі пристрої, зокрема, на важкі гірлянди ізоляторів, які повинні нести високі опори, збільшуються габарити і вартість трансформаторних підстанцій,

та значно зростають і щорічні витрати на обслуговування установок більш високої напруги. Якщо збільшення робочої напруги економічно не обґрунтовано, то викликані цим підвищенням додаткові витрати можуть виявитись набагато більшими за економію, яку спричиняє зменшення втрат енергії на нагрівання проводів.

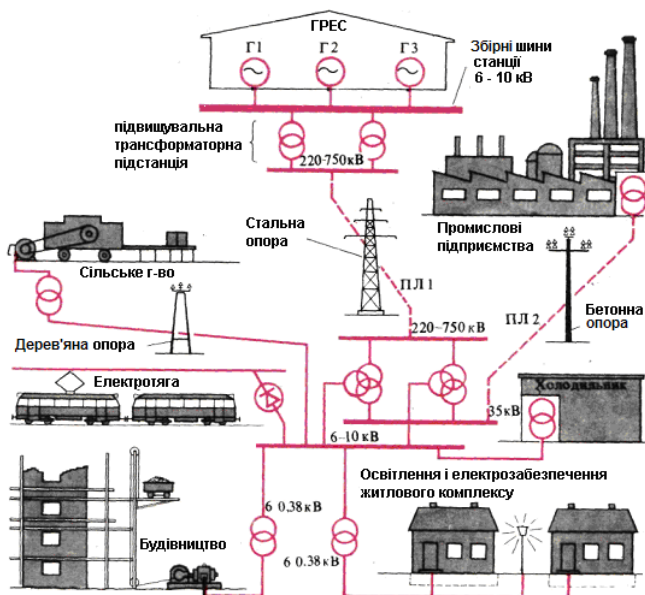


Рис. 1.1 Загальна схема електропостачання

При проектуванні електропостачання робочу напругу вибирають, з однієї сторони, в залежності від вартості відповідного обладнання, а з іншої, в залежності від вартості в даному районі електричної енергії. Наближено для ліній передач середньої довжини можна вважати економічно вигідною напругу 1кВ на 1 км довжини лінії, наприклад для лінії передачі довжиною 200 км доцільно приймати робочу напругу 200 кВ. При виборі напруги необхідно враховувати і те, що вона повинна відповідати шкалі стандартних напруг.

Генератори, які працюють на електричних станціях (Г1-Г3, рис. 1.1) з'єднуються з лініями передач через підвищувальні трансформатори, встановлені на підвищувальній

трансформаторній підстанції ТП. Довгими лініями електрична енергія передається в промислові центри. Але лінії передачі є в системі електропостачання *живлячими лініями* ЖЛ; споживачі енергії не приєднуються безпосередньо до них, так як напруга цих ліній надто велика для споживачів. І важко серед міста встановити опори ліній передач високої напруги. Напругу бажано понизити настільки, щоб мати можливість використовувати відносно недорогі кабелі, прокладенні в землі (6-35 кВ). Тому напруга передачі електроенергії на *районних трансформаторних підстанціях* (ТП) понижується до 6 – 35 кВ. Ці підстанції будуються на окраїнах великих міст або на території великих районів. Від підстанції починаються *розподільчі мережі*. Їх напругу (3 – 35 кВ) вибирають в залежності від відстані від районної ТП до споживача. Для постачання груп споживачів відносно невеликої потужності часто служать розподільчі пункти (РП), де енергія роз поділяється між окремими споживачами, але не трансформується.

Споживчі трансформаторні підстанції знаходяться безпосередньо поблизу споживачів. Їх вторинна напруга 220/127; 380/220; і 660/380 В (при схемах розподілення – зірка з нульовим провідником). Найбільше поширення має система 380/220 В. У вторинне коло споживчих ТП вмикаються лампи електричного освітлення (220 В), електродвигуни і т. п.

1.2. Необхідність перетворення параметрів електричної енергії

Перетворювання і регулювання параметрів електричної енергії є однією з головних областей застосування силових напівпровідникових приладів. Електрична енергія характеризується такими основними параметрами: 1) напруга; 2) струм; 3) частота; 4) кількість фаз. Електрична енергія виробляється і передається найчастіше у вигляді трифазного змінного струму з частотою 50 Гц, а багатьом споживачам необхідна електрична напруга, частота якої відрізняється від стандартної частоти промислової мережі. Іноді необхідно мати інше число фаз. У багатьох випадках виникає потреба регулювати або підтримувати сталими напругу або струм у навантаженні, частоту змінної напруги. Так, наприклад, для електрохімічних

процесів (електроліз, гальванотехніка), багатьох видів електричного транспорту, різних сучасних технологічних процесів використовується постійний струм. Зараз у вигляді постійного струму споживається більше 30 % від усієї електричної енергії, яка виробляється, причому це число має тенденцію до зростання. В електроприводах для плавного регулювання швидкості обертання двигуна у широкому діапазоні потрібно регулювати напругу або струм живлення двигуна. Для регулювання швидкості обертання асинхронних двигунів найбільш ефективний метод – це регулювання частоти напруги живлення. У побутових пристроях та багатьох інших випадках до електричної енергії, яка споживається, ставляться досить жорсткі вимоги. Тому зростає необхідність у пристроях, які без суттєвих втрат перетворювали б і регулювали параметри електричної енергії, одержаної від первинного джерела живлення (промислова мережа, батареї, акумулятори, нетрадиційні джерела електричної енергії).

На ранніх етапах розвитку електроенергетики задача перетворення параметрів електричної енергії розв'язувалася за допомогою двигун-генераторних агрегатів, принцип дії яких ґрунтується на проміжному перетворенні електричної енергії у механічну. Пізніше для цього стали використовувати силові вакуумні і газорозрядні вентилі, магнітні підсилювачі. Тепер пристрої перетворення параметрів електричної енергії будуються на базі силових напівпровідникових приладів, які працюють у ключовому режимі. Пристрої для керування силовими вентилями будуються на основі сучасних мікроелектронних приладів. Це дало змогу створювати перетворювальні пристрої з високими техніко-економічними показниками. Напівпровідникові перетворювачі у порівнянні з іншими видами перетворювачів мають такі переваги.

1. При одній і тій самій потужності масогабаритні показники напівпровідникових перетворювачів у 3 ... 7 разів менші, ніж у інших типів перетворювачів.

2. Високий коефіцієнт корисної дії, який досягає (95 ... 98)%. Це пов'язано з малим спадом напруги на напівпровідникових вентилях (див. табл. 2.1).

3. Менша вартість експлуатації. Напівпровідникові перетворювачі практично миттєво готові до роботи, довговічні, не потребують постійного технічного обслуговування. Ремонт найчастіше зводиться до заміни блоків, які вийшли з ладу.

4. Стійкість до вібрацій і можливість роботи в широкому діапазоні температур.

5. Велика номенклатура силових приладів, які випускаються, дозволяє виготовляти перетворювачі на різні потужності для конкретних галузей застосування. У зв'язку з цим можна забезпечити найбільш ефективне використання елементної бази перетворювачів.

6. Простота керування й регулювання. Оскільки напівпровідникові перетворювачі за своїм принципом дії є електронними пристроями, легко забезпечити керування такими пристроями за допомогою електричних сигналів. Такі сигнали можна одержати як від спеціальних систем керування, так і від керуючих обчислювальних пристроїв. Завдяки цьому напівпровідникові перетворювачі широко використовуються в різних автоматичних системах.

Проте силові напівпровідникові перетворювачі, як правило, мають більш високу вартість, ніж інші типи перетворювачів. При роботі напівпровідникових перетворювачів внаслідок періодичного вмикання й вимикання силових вентилів генеруються вищі гармоніки струмів і напруг. Це негативно впливає на мережу живлення. У зв'язку з цим часто бувають необхідні спеціальні пристрої, які б обмежували цей вплив. Незважаючи на вказані недоліки, напівпровідникові перетворювачі широко використовуються для перетворення і регулювання параметрів електричної енергії, причому області їх застосування з кожним роком розширюються.

Принцип дії перетворювачів ґрунтується на періодичному вмиканні й вимиканні вентиляльних елементів електричного кола для керування потоком енергії від джерела живлення до навантаження і у зворотному напрямі. Алгоритм (послідовність) перемикання вентилів залежить від бажаного закону перетворення параметрів електричної енергії і задається інформаційною частиною перетворювача – його системою керування.

Розділ 2. Силовий електронний ключ та основні галузі його застосування

2.1. Інформаційна та енергетична електроніка

Згідно із загальноприйнятим визначенням, електроніка – це галузь науки і техніки, яка вивчає фізичні процеси, пов’язані з протіканням електричного струму у вакуумі, газі і твердому тілі, а також розробляє й застосовує компоненти, прилади й пристрої, в яких використовуються ці процеси. Головне призначення приладів електроніки – впливати на струм, що протікає в електричному колі, за допомогою деякого керуючого фактора. Керуючими факторами можуть бути різні види фізичних дій на прилад. Найбільш широко використовується електрична дія, коли на прилад або на спеціальний керуючий електрод подається напруга або струм відповідного значення і полярності (діод, транзистор, диністор, тиристор). Керуючим фактором можуть бути також різні фізичні дії неелектричної природи, наприклад випромінювання, звук, освітлення, механічна дія і т. ін. (фотоприлади, мікрофон, реостати, тензорезистори та ін.). В згаданих випадках в результаті дії на прилад змінюється його електричний опір, внаслідок чого змінюється струм, який протікає в електричному колі. Отже, прилад електроніки можна вважати змінним опором Z , який залежить від зовнішнього керуючого фактора (рис. 2.1). У загальному випадку опір приладу має комплексний характер, проте у більшості практичних випадків він є активним ($Z = R$).

Впливаючи на струм в електричному колі внаслідок зміни опору, прилади електроніки часто виконують функції регулюючого елемента. Якщо опір приладу змінюється плавно, його можна вважати змінним керованим резистором (рис. 2.2, а). Таке регулювання називається безперервним. Опір регулюючого елемента може змінюватися дискретно (стрибкоподібно) від $R_{min} = 0$ до $R_{max} \rightarrow \infty$ і навпаки. Тоді прилад діє як ключ, що переходить із замкнутого в розімкнутий стан і навпаки. Таке регулювання називається імпульсним, а регулюючий елемент – керованим ключем (рис. 2.2, б).

Різноманітні фізичні процеси, зокрема електричний струм, можуть існувати в природі як самі по собі, так і

використовуватися людиною, наприклад, для передавання енергії. Крім того, часто ці проники використовуються як носії інформації. Для того, щоб відрізнити характер використання фізичного процесу, вводиться поняття «сигнал». Сигнал – це змінна фізична величина, яка відображує якесь повідомлення.

Таким чином, дія на струм в електричному колі за допомогою приладів електроніки може бути з метою:

1) змінити параметри струмів і напруг, які є електричними сигналами, для перетворення відображуваної ними інформації;

2) впливати на потік електричної енергії, яка передається від джерела енергії до споживача, для забезпечення необхідного режиму його роботи.

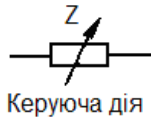
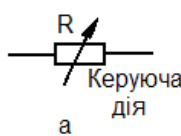
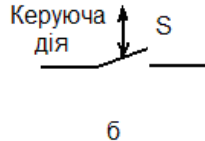


Рис. 2.1



а



б

Рис. 2.2

Згідно з цим електронні пристрої ділять на два класи:

1) пристрої інформаційної електроніки, які призначені для збирання, обробки, збереження і передачі інформації, поданої у вигляді електричних сигналів;

2) пристрої енергетичної електроніки, призначені для передавання електричної енергії від джерела енергії (джерела живлення) до споживача (навантаження) з одночасною зміною її параметрів.

Принцип будови електронних пристроїв і приладів цих класів аналогічний. Але є й суттєві відмінності. Якщо електричний струм або напруга відображують повідомлення (є сигналом), то потужність цього сигналу не має суттєвого значення. Головне, щоб можна було розрізнити параметри сигналу, які відображують інформацію. Отже, пристрої інформаційної електроніки можуть працювати при малих потужностях і такий параметр, як коефіцієнт корисної дії (ККД), має для них другорядне значення. Основна вимога, яка ставиться до таких пристроїв – це відповідне перетворення параметрів сигналу, які відображують інформацію.

Головним завданням пристроїв енергетичної електроніки є перетворення параметрів і передавання електричної енергії від джерела живлення до навантаження. Такі пристрої, як правило, працюють з великими потужностями. Тому для них ККД є одним з основних параметрів. Часто ці пристрої називають *силовими* електронними пристроями.

У зв'язку з необхідністю роботи в електричних колах з великими струмами і напругами прилади силової електроніки мають ряд конструктивних особливостей, а технологія їх виготовлення має свою специфіку. Тому напівпровідникові прилади, які використовуються в силових електронних пристроях, виділяють в окремих класах – силові напівпровідникові прилади.

Для забезпечення високого ККД силові напівпровідникові прилади переважно працюють у режимі ключа. Опір ідеального ключа у замкнутому стані дорівнює нулю. Отже, на ньому немає спаду напруги і при будь-якому струмі втрати потужності дорівнюють нулю. Опір ідеального ключа у розімкнутому стані дорівнює нескінченності. Отже, струм через ключ не протікає і при якій завгодно прикладеній напрузі втрати потужності також дорівнюють нулю. Перехід ідеального ключа із замкнутого стану в розімкнутий і навпаки відбувається миттєво ($t_{\text{перемик}} = 0$). Отже, і при перемиканні втрати потужності також дорівнюють нулю.

Електричне коло, яке складається з джерела живлення, ідеальних ключів і навантаження, має ККД 100 %. Реальні силові напівпровідникові прилади, які працюють у ключовому режимі, не є ідеальними ключами. Вони мають скінчений опір як у ввімкненому, так і у розімкненому стані. Крім того, перехід з одного стану в інший відбувається також за скінчений час. Тому ККД силових електронних пристроїв завжди менший за 100 %. Проте він досить високий і, як правило, перевищує (80...90) %. Подальший прогрес у силовій електроніці значною мірою буде пов'язаний з розробкою і застосуванням силових керованих приладів, які за своїми властивостями максимально наближаються до ідеальних ключів.

2.2. Призначення силових електронних ключів та їх основні типи.

У силовій електроніці як керовані ключі широко використовуються різні типи силових напівпровідникових приладів. Головною їх особливістю є те, що більшість із них має вентильні властивості. Електричним вентиляем називають прилад, який має силове коло і коло керування, причому провідність силового кола суттєво залежить від напрямку протікання струму, а також наявності сигналу в колі керування. Переважна більшість силових напівпровідникових приладів призначена для пропускання струму силового кола тільки в одному напрямі. При відповідній полярності напруги, яка прикладена до електродів силового кола, під дією сигналу керування відбувається перемикання приладу із стану з малою провідністю у стан з великою провідністю. Коротко розглянемо основні типи силових напівпровідникових вентилів.

Напівпровідниковий діод. Діод є найпростішим вентильним приладом, який використовується в електричних колах. Він має тільки силове коло, електроди якого називаються анодом і катодом. Коло керування відсутнє. Умовне позначення діода, його вольт-амперна характеристика, а також еквівалентний керований ключ S подано на рис. 2.3. Якщо до діода прикладена

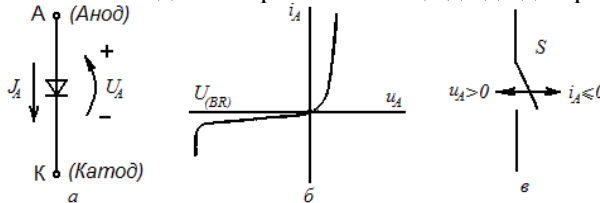


Рис. 2.3

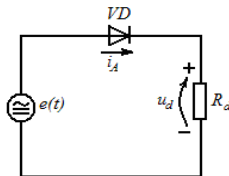


Рис. 2.4

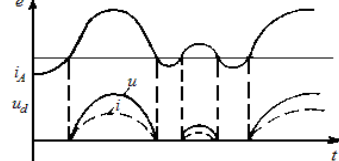


Рис. 2.5

пряма напруга $U_A > 0$ (рис. 2.3, а, б), його опір дуже малий, і діод еквівалентний замкнутому ключу (рис. 2.3, в). Якщо до діода прикладена зворотна напруга, його опір дуже великий, і

діод еквівалентний розімкнутому ключу. Діод може витримувати зворотну напругу, яка не перевищує певного значення U_{BR} – напруги пробою. Коли напруга вища, зворотний струм через діод різко зростає, отже, діод втрачає свої вентиляльні властивості. Струм $i_d(t)$ через діод VD при його роботі в електричному колі (рис. 2.4), яке живиться від джерела змінної напруги $e(t)$, і напруга $u_d(t)$ на навантаженні R_d подані на рис. 2.5.

Біполярний транзистор. Останнім часом розроблені біполярні транзистори. Такі транзистори називаються силовими. Як правило, вони призначені для роботи у ключовому режимі. Електродами силового кола транзистора є емітер і колектор. Керуючий електрод – база. Умовне позначення біполярного транзистора п-р-п-типу, сім'я його вихідних характеристик, а також еквівалентний керований ключ S подані на рис. 2.6, а, б.

Якщо струм бази $I_B = 0$, обидва р-п-переходи транзистора закриті. При цьому опір силового кола дуже великий, і транзистор еквівалентний розімкнутому ключу (рис. 2.6, в). Якщо базовий струм транзистора більший за струм насичення $I_B \geq I_{Bsat} \approx E/R_d \beta$, обидва р-п-переходи транзистора відкриті й опір силового кола дуже малий. При цьому транзистор еквівалентний замкнутому ключу. У наведеному виразі E – напруга джерела живлення, R_d – опір навантаження, β – коефіцієнт передачі базового струму транзистора VT (рис. 2.7 а). На рис. 2.7, б наведені струми і напруги елементів електричного кола, зображеного на рис. 2.7, а. Для вмикання й вимикання транзистора потрібен спеціальний пристрій – система керування (СК), що забезпечує необхідний базовий струм транзистора VT .

Силовий транзистор є повністю керованим ключем, оскільки за допомогою керуючого електрода – бази його можна вмикати й вимикати в будь-який момент часу. Однак для того, щоб підтримувати силовий транзистор у ввімкнутому стані, необхідно весь час підтримувати базовий струм i_B не меншим від струму насичення I_{Bsat} . Оскільки коефіцієнт передачі базового струму силових транзисторів невеликий ($\beta \approx 10$), струм насичення може бути досить великим. При цьому збільшуються втрати у базовому колі транзистора й ККД силового ключа зменшується. Недоліком силових транзисторів є також їх підвищена чутливість до перевантажень. Тому для забезпечення

їх надійної роботи потрібні швидкодіючі пристрої захисту від перевантажень.

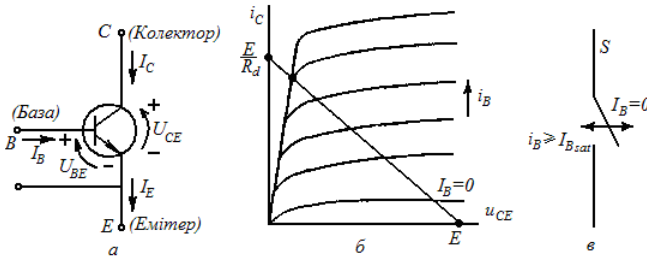


Рис. 2.6

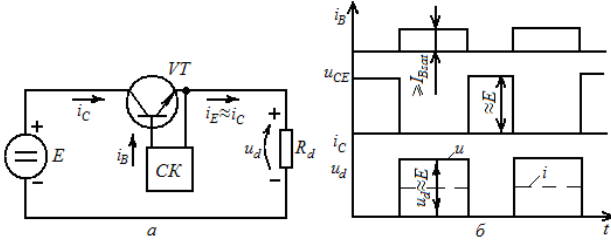


Рис. 2.7

Польовий транзистор. З усіх існуючих типів польових транзисторів як силовий електронний ключ найбільш зручно використовувати транзистори МДН-типу з індукованим каналом. Електродами силового кола польового транзистора є витік (source) і стік (drain). Керуючий електрод – затвор (gate). Умовне позначення польового транзистора МДН-типу з індукованим каналом n-типу, його вихідні характеристики, характеристика керування, а також еквівалентний керований ключ S подано на рис. 2.8, а, б, в, г.

При напрузі затвор – витік $U_{GS} = 0$ транзистор перебуває у стані з малою провідністю, що відповідає розімкненому стану ключа (рис. 2.8, г). Для відкриття транзистора на затвор необхідно подати позитивну напругу, яка перевищує певне значення – поріг вмикання $U_{(GS)} > U_{(TO)}$. У зв'язку з цим полегшується завдання керування такими транзисторами, оскільки напругу позитивної полярності на затвор відносно витоку можна подавати від джерела живлення силового кола. При роботі у ключовому режимі МДН-транзистори працюють на початкових ділянках вихідних характеристик, де ще немає

насичення провідного каналу. На вихідних характеристиках (рис. 2.8, б) ця ділянка розташована лівіше від напруги насичення U_{DSsat} .

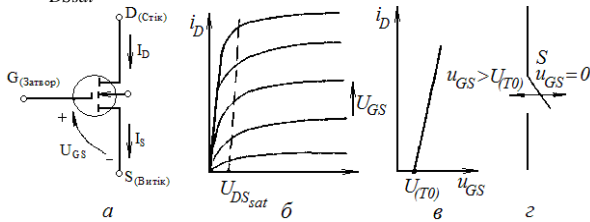


Рис. 2.8

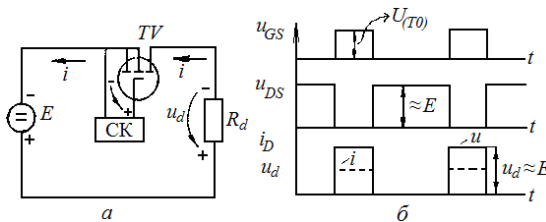


Рис. 2.9

На рис. 2.9, а подано схему вмикання польового транзистора МДН-типу з індукованим каналом n-типу, а на рис. 2.9, б – напруги й струми в елементах електричного кола при роботі транзистора в режимі ключа. Головною перевагою МДН-транзисторів як силових ключів є їх малий опір у ввімкненому стані, а також дуже великий вхідний опір кола керування. У зв'язку з цим у ввімкненому стані від системи керування (СК) майже не споживається енергія. У польових транзисторах відсутнє явище накопичення й розсмоктування неосновних носіїв заряду. Тому вони можуть працювати на більш високих частотах, ніж біполярні транзистори, і їх стійкість до перевантажень також вища. Проте силові МДН-транзистори поки що не мають достатнього поширення, оскільки потребують удосконалення технології їх виготовлення, поліпшення експлуатаційних характеристик, розширення номенклатури приладів, які випускаються, а також накопичення практичного досвіду їх використання. Майбутнє силових МДН-транзисторів перспективне, а можливості силових біполярних транзисторів значною мірою вичерпані.

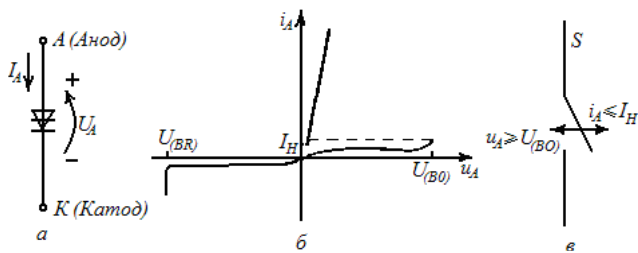


Рис. 2.10

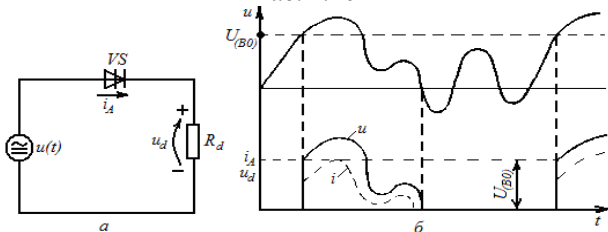


Рис. 2.11

Диністор. Електродами силового кола диністора є анод і катод. Коло керування відсутнє. Умовне позначення диністора, його вольт-амперна характеристика, а також еквівалентний керований ключ S подані на рис. 2.10, а, б, в.

Якщо до диністора прикладена пряма напруга, менша за $U_{(BO)}$ – напругу перемикання, прилад перебуває у стані з малою провідністю, що відповідає розімкненому стану ключа S (рис. 2.10, б, в). Якщо до диністора прикладена пряма напруга $U_A \geq U_{(BO)}$, прилад перемикається у стан з великою провідністю, що відповідає ввімкненому стану ключа S . Коли струм через ввімкнений диністор стане менший за I_H – струм утримування, прилад повертається у стан з низькою провідністю (вимикається).

Коли до диністора прикладена зворотна напруга $U_A < 0$, він перебуватиме у вимкненому стані аналогічно діоду.

Таким чином, диністор – це ключ, яким керують за допомогою прикладеної напруги. Причому, на відміну від діода, він перемикається не при будь-якій прямій напрузі, а тільки за умови $U_A \geq U_{BO}$.

Диністор є типовим представником ключових приладів, проте має обмежене застосування. Основна галузь використання — пристрої захисту, а також пристрої сигналізації про

перевищення заданого рівня напруги. На рис. 2.11, а подано схему вмикання диністорного ключа, а на рис. 2.11, б — струм і напругу на елементах електричного кола.

Тиристор. Електродами силового кола тиристора є анод і катод. Керування здійснюється за допомогою керуючого електрода (gate). Умовне позначення тиристора, його вольт-амперні характеристики, а також еквівалентний керований ключ подані на рис. 2.12. При відсутності струму керування ($I_G = 0$) тиристор не відрізняється від диністора. Перехід у ввімкнений стан здійснюється при прямій напрузі, більшій за напругу перемикання ($U_A \geq U_{(B0)}$).

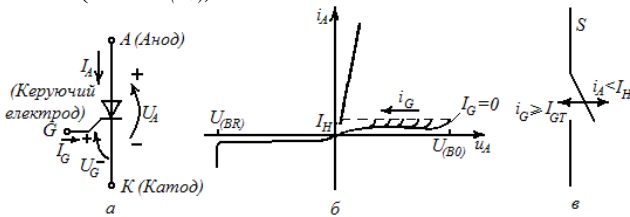


Рис. 2.12

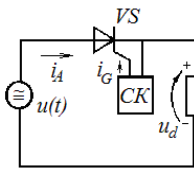


Рис. 2.13

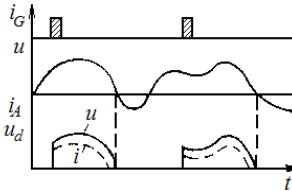


Рис. 2.14

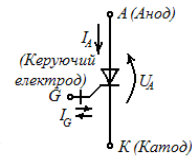


Рис. 2.15

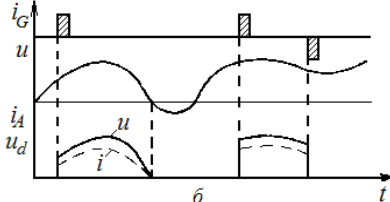
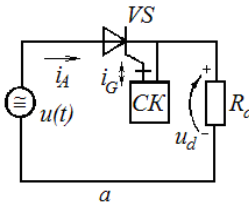


Рис. 2.16

Якщо є керуючий сигнал, то чим більший струм керування I_G , тим менша напруга перемикання. При певному значенні струму керування I_{GT} — струму спрямлення — тиристор вмикається практично при будь-якій прямій напрузі $U_A > 0$. Перехід тиристора з вимкненого стану у ввімкнений

відбувається дуже швидко. Час вмикання тиристора $t_{gt}=(1...5)мс$. Після того як тиристор ввімкнувся, струм керування I_G більше не потрібний. Тиристор залишається у ввімкненому стані. Таким чином, сигнал керування потрібний тільки під час переходу тиристора з вимкненого стану у ввімкнений. У зв'язку з цим на практиці тиристори дуже часто вмикають короткими імпульсами струму, амплітуда яких перевищує струм спрямлення $I_{GM} > I_{GT}$. При цьому тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора $t_{imn} > t_{gt}$. Отже, тиристор – це керований ключ, що вмикається за допомогою коротких імпульсів струму, які подаються на керуючий електрод. Проте, на відміну від транзистора, тиристор є напівкерованим приладом. За допомогою керуючого електрода він може бути ввімкнений, але не вимкнений. У загальному випадку умовою вимикання тиристора є зменшення анодного струму до значення, меншого за струм утримування $I_A < I_H$.

Звичайно струм утримування значно менший за номінальний робочий струм. Тому часто вважають, що для вимикання тиристора треба виконати умову $I_A \leq 0$.

В електричних колах змінного струму тиристор вмикається, коли змінюється напрям протікання струму у силовому колі. В електричних колах постійного струму для вимикання тиристора необхідно використовувати спеціальний допоміжний пристрій – вузол примусової комутації. Спільно з вузлом примусової комутації тиристор є аналогом повністю керованого ключа. У цьому разі за допомогою керуючих сигналів він може бути ввімкнений і вимкнений у будь-який заданий момент часу. Принцип будови вузлів примусової комутації розглянуто далі.

На рис. 2.13 подано схему вмикання тиристорного ключа, а на рис. 2.14 – струм і напруги на елементах електричного кола.

Повністю керовані (двоопераційні) тиристори. Це спеціальні тиристори, вимикання яких можливе за допомогою керуючого електрода. В таких приладах подають на керуючий електрод імпульс струму негативної полярності, щоб припинити анодний струм. При цьому потужність імпульсу, який закриває

тиристор, має бути значно більшою за потужність імпульсу, який відкриває тиристор.

Можливість створення таких приладів була доведена ще в 50-ті роки, а в 60-ті роки були створені двоопераційні тиристори невеликої потужності і почався їх серійний випуск. Проте в процесі розробки більш потужних приладів виникли значні труднощі. В результаті інтенсивних досліджень останнім часом досягнуто значного прогресу. Розроблені двоопераційні тиристори на струми до (200 ... 500) А і напруги до (1000 ... 2000) В.

Таблиця 2.1.

Силовий прилад	Верхній рівень параметра			Спад напруги у номінальному режимі, В
	Струм, А	Напруга, В	Частота, кГц	
Діоди для роботи з частотою мережі	3000	5000	0,5	1
Діоди для підвищених частот	1500	2000	100	1
Діоди Шотткі	100	60	100	<1
Тиристори	3000	5000	5	1,5...2
Тиристори двоопераційні і КВТ	1500	2000	10	1,5...2
Симістори	150	1500	0,5	1,5...2
Транзистори біполярні				
низьковольтні	400	500	100	1
високовольтні	50	1200	50	1...2
Транзистори польові				
низьковольтні	50	100	100	1...2
високовольтні	5	1000	100	1...3

Поряд зі звичайними та двоопераційними тиристорами починають використовуватись тиристори з комбінованим вимиканням (КВТ). В них одночасно подається між анодом і катодом напруга зворотної полярності ($U_A < 0$) й вимикаючий імпульс струму на керуючий електрод.

Звичайні тиристори можуть комутувати досить великі потужності, але із збільшенням робочої напруги швидкість їх дії

зменшується. Двоопераційні тиристори більш швидкодіючі, але виготовлення таких приладів на великі потужності пов'язано із значними конструктивними й технологічними ускладненнями. Поєднання двох способів вимикання дає можливість створювати потужні і досить швидкодіючі КВТ.

Тепер продовжуються роботи з удосконалення конструкції й технології виготовлення двоопераційних тиристорів і КВТ. Отже, можна чекати їх більш широкого використання у силових електронних пристроях. Умовне графічне позначення двоопераційного тиристора подано на рис. 2.15. Схему ключа на двоопераційному тиристорі, а також струми і напруги на елементах схеми подано на рис. 2.16, а, б. Таким чином, у силових електронних пристроях як керовані ключі можуть використовуватися різні типи силових напівпровідникових приладів. Для порівняння цих приладів у таблиці 2.1 наведені орієнтовні граничні значення їх основних параметрів, що характеризують ці прилади як вентильні елементи електричного кола. У цій таблиці наведено також дані про симістори, що розглянуті далі.

2.3 Вузли примусової комутації тиристорів

Тиристори знаходять широке застосування як силові керовані ключі в різних пристроях, особливо при підвищених потужностях (понад 1 кВт).

Проте, як згадувалося вище, тиристор є напівкерованим приладом і при роботі в електричних колах постійного струму для його вимикання необхідно використовувати спеціальні пристрої – вузли примусової комутації. Тиристор спільно з вузлом примусової комутації є аналогом повністю керованого ключа.

У базах тиристора, що перебував у ввімкненому стані, накопичені надлишкові носії заряду, які підтримують відкритий стан центрального р-п-переходу. Поки вони не рекомбінують або не будуть вилучені за допомогою електричного поля, тиристор не вимкнеться. Процес вимикання починається, коли анодний струм тиристора стає меншим за струм утримування ($I_A < I_H$). У колах змінного струму анодний струм тиристора зменшується за рахунок зміни полярності напруги живлення.

При роботі тиристора в колах постійного струму зменшення анодного струму до значення, меншого за струм утримування I_H , можна досягти, короткочасно розриваючи анодне коло або закорочуючи тиристор за допомогою ключа S (рис. 2.17). Однак такий спосіб вимикання тиристора має обмежене застосування, оскільки ключ S повинен бути розрахований на такий самий струм і напругу, що й тиристор. Значно ширше використовується вимикання тиристора короткочасним вмиканням між його анодом і катодом допоміжного джерела напруги E (рис. 2.18) зворотної полярності або спеціального, заздалегідь зарядженого конденсатора. Таке вимикання тиристора називається примусовою, або штучною, комутацією, а елементи, які здійснюють вимикання тиристора, – вузлом примусової комутації.

Принцип дії вузла примусової комутації, побудованого на основі конденсатора, полягає в тому, що в інтервалі часу, який передре моменту вимикання тиристора, через спеціальне електричне коло конденсатор заряджається до певної напруги з відповідною полярністю.

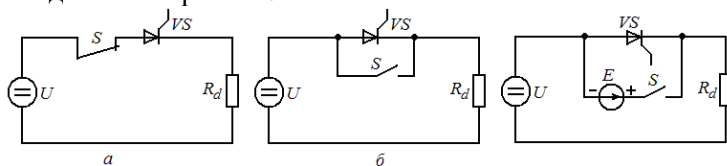


Рис. 2.17

Рис. 2.18

Коли має вимкнутися тиристор, між його анодом і катодом вмикається конденсатор, струм розрядження якого напрямлений назустріч основному струму, і швидко зростає. В результаті загальний струм через тиристор стає меншим за струм утримування, і тиристор вимикається. Протягом деякого часу за рахунок конденсатора на тиристорі підтримується напруга зворотної полярності, яка забезпечує відновлення вентильних властивостей тиристора. Існує багато різних схем вузлів примусової комутації. Залежно від способу під'єднання комутуючого конденсатора відносно тиристора і навантаження розрізняють:

- 1) вузли з паралельною комутацією;
- 2) вузли з послідовною комутацією.

У вузлах з паралельною комутацією комутуючий конденсатор C_k при вимиканні силового тиристора VS_c під'єднується паралельно тиристорі (рис. 2.19, а) або навантаженню R_d (рис. 2.19, б). У момент вимикання тиристора t_1 у схемі (рис. 2.19, а) до нього прикладена зворотна напруга, яка дорівнює напрузі на конденсаторі U_C . Напруга на навантаженні R_d при цьому дорівнює сумі напруг джерела живлення E і комутуючого конденсатора U_C : $U_{dm} = E + U_C$ (рис. 2.20, а). Після цього відбувається перезарядження конденсатора C_k через навантаження R_d , в результаті чого напруга на ньому змінює полярність. У момент часу t_2 конденсатор перезаряджений до напруги, що дорівнює E , з полярністю, вказаною у дужках. При цьому напруга на навантаженні дорівнює нулю.

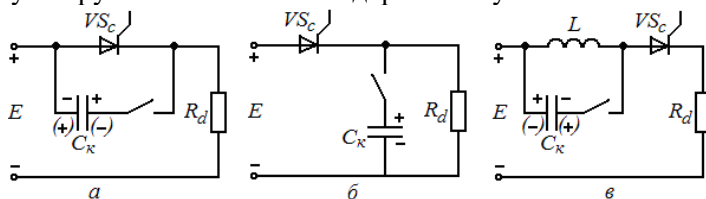


Рис. 2.19

У схемі (рис. 2.19, б) початкова напруга на конденсаторі C_k має бути більшою за напругу джерела живлення ($U_C > E$). При цьому в момент вимикання тиристора до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює $U_C - E$, а на навантаженні R_d напруга дорівнює $U_{dm} = U_C$ (рис. 2.20, а). Далі конденсатор розряджається через навантаження. Напруга на навантаженні поступово зменшується і в момент часу t_2 дорівнює нулю. В обох розглянутих випадках на етапі комутації напруга на навантаженні залежить від напруги на конденсаторі C_k , а швидкість зміни цієї напруги в інтервалі часу $t_1 \dots t_2$ залежить від опору навантаження R_d . У вузлах послідовної комутації комутуючий конденсатор C_k під'єднується послідовно з силовим тиристором VS_c , джерелом живлення E і навантаженням R_d (рис. 2.19, в). Напруга на комутуючому конденсаторі U_C має бути більшою від напруги джерела живлення ($U_C > E$). Тому в момент комутації t_1 вимикається силовий тиристор VS_c . Після цього до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює $U_C - E$. Конденсатор C_k перезаряджається через індуктивність L .

Оскільки в коло перезарядження конденсатора не входить навантаження R_d , у момент комутації t_1 напруга на навантаженні відразу стає рівною нулю (рис. 2.20, б) і не залежить від процесів, які відбуваються у комутуючому конденсаторі C_K .

На рис. 2.19 наведена структура вузлів комутації, тобто основні елементи, які беруть безпосередню участь у вимиканні

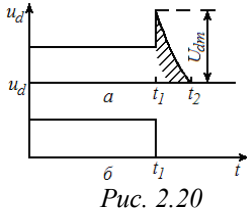


Рис. 2.20

силового тиристора VS_C . Реальні схеми вузлів примусової комутації складаються з основних і допоміжних (індуктивності, діоди, допоміжні тиристри) елементів, за допомогою яких здійснюється попереднє зарядження комутуючого конденсатора C_K , а потім його

під'єднання до силового тиристора для вимикання останнього у заданий момент часу.

2.4. Керовані ключі з двосторонньою провідністю

Переважає більшість силових напівпровідникових приладів є вентильними елементами електричних кіл. Тому керовані ключі, побудовані на їх основі, є, як правило, ключами з односторонньою провідністю. У той же час для роботи в колах змінного струму необхідні силові ключі, які мають двосторонню провідність. Такі ключі будуються на основі відповідного вмикання (наприклад, зустрічно-паралельного) розглянутих вище силових напівпровідникових приладів або комбінації силових приладів і трансформатора. Коротко розглянемо найважливіші типи силових ключів змінного струму.

Симістор. Цей прилад фактично є зустрічно-паралельним з'єднанням в одному корпусі двох тиристорів, що утворюють п'ятишарову р-п-р-п-р-структуру. Умовне графічне позначення симістора і його вольт-амперні характеристики подано на рис. 2.21. Існують різні варіанти симісторної структури. В одному випадку на керуючий електрод можна подавати імпульси керування будь-якої полярності. В іншому випадку це мають бути тільки однополярні імпульси (позитивні або негативні). Є симістори, для яких полярність імпульсу керування залежить від полярності напруги, прикладеної до силового кола. Оскільки симістор має працювати в колах змінного струму, його

вимикання відбувається при зміні полярності прикладеної напруги.

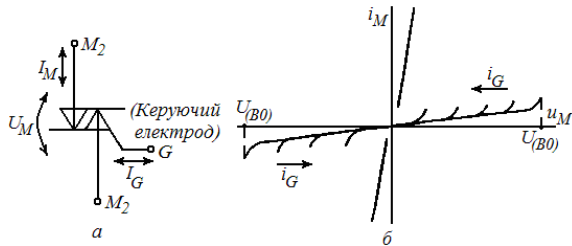


Рис. 2.21

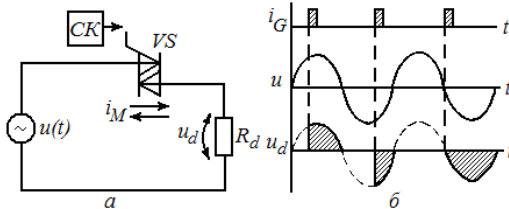


Рис. 2.22

На рис. 2.22, а подано схему під'єднання симісторного ключа, а на рис. 2.22, б – струм і напруги на елементах електричного кола.

Силкові ключі з двосторонньою провідністю на основі комбінації силових напівпровідникових приладів з односторонньою провідністю. Керовані ключі з двосторонньою провідністю, які мають найбільш широке застосування, показані на рис. 2.23. Керований ключ (рис. 2.23, а) побудований на двох зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорах $VS1$ та $VS2$. Він працює аналогічно ключу на симісторі. Але якщо ключ на симісторі має один керуючий електрод і для керування ним необхідна одна система керування (СК), то для ключа на зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорах необхідні або дві системи керування СК1 і СК2, або одна спільна система керування, яка має два електрично розв'язані вихідні канали.

Керований ключ (рис. 2.23, б) має два зустрічно-паралельно з'єднані ланцюжки, які складаються з послідовно з'єднаних діода і транзистора. При одній полярності прикладеної напруги струм може проходити через ланцюжок $VD1, VT1$, а при іншій –

через $VD2$, $VT2$. Діоди у цій схемі запобігають потраплянню на транзистори напруги зворотної полярності. Особливістю розглянутого ключа є необхідність двох систем керування $СК1$ і $СК2$ або однієї системи керування, яка б мала два електрично розв'язані вихідні канали.

Керований ключ (рис. 2.23, в) за своїми властивостями аналогічний до ключа, поданого на рис. 2.23, б. Але тут реалізація системи керування простіша, оскільки не потрібна гальванічна розв'язка вихідних каналів системи керування СК, яка керує транзисторами $VT1$ і $VT2$.

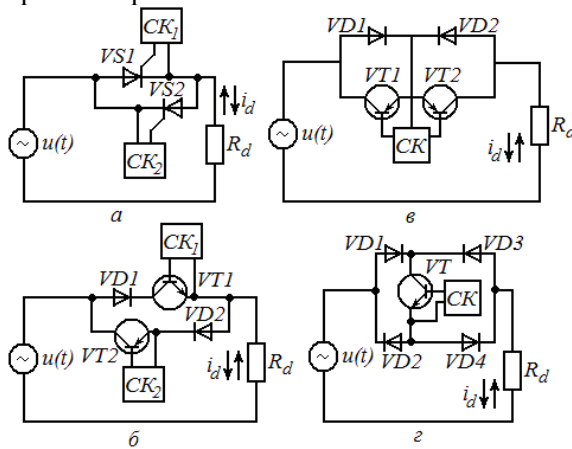


Рис. 2.23

Керований ключ (рис. 2.23, г) містить лише один транзистор VT , але чотири діоди $VD1 \dots VD4$. При одній полярності змінної напруги $u(t)$ струм можуть пропускати діоди $VD1$ і $VD4$ та транзистор VT . При іншій полярності працюють діоди $VD2$ і $VD3$ та транзистор VT . Отже, у цій схемі завантаження транзистора у два рази більше, ніж у попередніх схемах, оскільки один і той же транзистор пропускає обидва напівперіоди змінного струму. Система керування цієї схеми буде дещо простішою, ніж у попередніх схемах. Силова схема також буде дешевшою, оскільки два діоди, як правило, дешевші, ніж один транзистор.

2.5. Загальна структура силових електронних пристроїв

Головне призначення силових електронних пристроїв – це передавання електричної енергії від джерела живлення до навантаження, а також зміна параметрів електричної енергії, яка передається. Для виконання цієї функції у силове коло вводять керовані ключі. Вмикання й вимикання силових ключів у відповідній послідовності (за відповідним алгоритмом) забезпечує розв'язання поставленої задачі. Керовані ключі вмикаються і вимикаються, коли на їх керуючі електроди подаються сигнали керування. Для формування цих сигналів потрібен спеціальний пристрій – система керування (СК), яка формує електричні сигнали необхідної форми й тривалості і подає їх на керуючі електроди силових ключів з певною частотою, фазою або в задані моменти часу. Перелічені параметри сигналу є інформаційними. Тому за своїм принципом будови система керування є пристроєм інформаційної електроніки. Основною вимогою, яка ставиться до електронних інформаційних пристроїв, є забезпечення правильного формування й передачі основних інформаційних параметрів сигналу. Як інформаційний параметр може виступати амплітуда сигналу, його тривалість, частота, фаза, розміщення в межах періоду і т. ін.

Сигнали, які сформовані системою керування, найчастіше не можуть безпосередньо використовуватися для керування силовими приладами оскільки їх потужність недостатня. У зв'язку з цим перед тим, як подати сигнали керування на керуючі електроди силових приладів, їх підсилюють за потужністю підсилювачем потужності (ПП).

ПП є проміжним пристроєм і до нього ставляться вимоги, характерні як для пристроїв інформаційної електроніки, до яких належить СК (правильна передача інформаційних параметрів сигналу), так і для пристроїв енергетичної електроніки (високий ККД), до яких належить силова частина (СЧ), оскільки підсилювач потужності працює при порівняно великих потужностях сигналу.

Крім свого головного призначення – підсилення потужності сигналів керування до величини, яка необхідна для надійного керування силовими приладами, ПП часто забезпечують

електричну розв'язку СК й СЧ, що необхідно для безпечної роботи з СК, оскільки у СЧ, як правило, протікають великі струми і до неї прикладаються досить високі напруги.

Крім того, електрична розв'язка забезпечує зменшення зворотного впливу СЧ на СК (збільшується завадозахищеність). Елементами електричної розв'язки в ПП, як правило, бувають трансформатори або оптрони. Якщо СЧ містить кілька керованих ключів, електроди керування яких знаходяться під різними потенціалами, на виході кожного каналу також є елементи, що забезпечують їх електричну розв'язку.

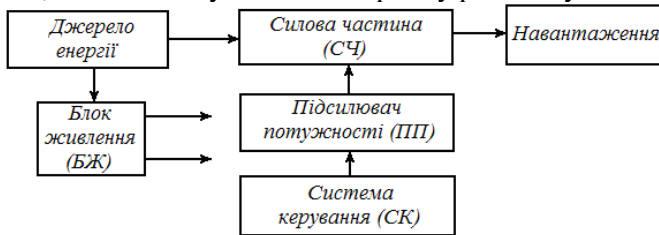


Рис. 2.24

З урахуванням викладеного вище на рис. 2.24 подано загальну структурну схему силових електронних пристроїв.

Силова частина (СЧ), побудована на основі силових керованих приладів, забезпечує передавання потоку енергії від джерела енергії до навантаження, а також зміну параметрів цієї енергії. Система керування (СК), побудована на базі пристроїв інформаційної електроніки, формує сигнали керування, які забезпечують відповідний алгоритм роботи силовій частині. Підсилювач потужності (ПП) підсилює потужність сигналів керування до величини, яка необхідна для керування силовими приладами.

Як правило, для роботи СК, а також ПП необхідна напруга живлення від спеціального блоку живлення (БЖ), який звичайно дістає енергію від загального джерела енергії. За принципом будови блок живлення є силовим електронним пристроєм, однак його потужність значно менша за потужність силовій частині. Оскільки система керування будується на базі стандартних пристроїв інформаційної електроніки, які ми не розглядаємо, то головну увагу далі приділятимемо силовій частині пристроїв енергетичної електроніки. Для відповідних типів силових

електронних пристроїв будуть розглянуті загальні принципи будови систем керування відповідних типів силових пристроїв, а також сформулюємо основні вимоги, які ставляться до них.

2.6. Застосування силових електронних пристроїв

Силові напівпровідникові прилади є вентиляними елементами електричних кіл. За своїми властивостями вони наближаються до ідеальних ключів. У зв'язку з цим одна з найбільш очевидних галузей їх застосування – комутація струмів у різних електричних колах. В електричних і електронних колах дуже часто виникає необхідність під'єднання й від'єднання різних споживачів електричної енергії (навантажень). Ця задача може бути вирішена за допомогою силових ключів. Як силові можуть використовуватися механічні, електромеханічні (реле, контактори) або електронні ключі. Використання силових напівпровідникових приладів як силових ключів постійного і змінного струму має такі переваги у порівнянні з механічними й електромеханічними ключами.

1. Комутація електричних кіл здійснюється не механічним замиканням і розмиканням електричних контактів, а за рахунок впливу на фізичні процеси, які відбуваються всередині напівпровідникової структури. У зв'язку з цим відсутні такі небажані явища, як іскріння, електрична дуга, підгоряння контактів, їх спрацювання, шум і вібрації при роботі.

2. Вплив на стан електричного ключа здійснюється за допомогою електричного сигналу порівняно невеликої потужності. Керування електромеханічними ключами (реле й контакторами) також здійснюється шляхом електричної дії. Але при цьому потужність, яка витрачається на керування, як правило, більша, ніж в електронних ключах. Особливо великий коефіцієнт підсилення потужності $K_P = P_d/P_G$ мають тиристори (P_d – потужність, яка передається у навантаження; P_G – потужність, яка витрачається на керування). Це пов'язано з тим, що тиристори здатні комутувати кола з великими струмами й напругами. Проте для вмикання тиристора потрібен короткий імпульс керування невеликої потужності.

3. Частота перемикавання електронних ключів може бути дуже високою. Так, для силових ключів, які побудовані на

транзисторах, частота перемикання може досягати сотень кілогерц. Частота комутації тиристорних ключів – одиниці кілогерц. А частота перемикання електромеханічних ключів – одиниці-десятки герц.

Проте електронні ключі мають і певні недоліки. На відміну від механічних ключів, які мають практично нульовий опір у ввімкненому стані й нескінченно великий у вимкненому, електронні ключі мають скінченне значення опору у цих станах, тому їх ККД нижчий, ніж у механічних ключів.

У електромеханічних ключів коло керування і силове коло мають електричну розв'язку, а в силових напівпровідникових приладах ці кола мають електричний зв'язок, що створює певні незручності при роботі, а також зменшує їх безпечність і завадозахищеність. Цього недоліку не мають силові напівпровідникові фотоприлади, виконані як оптопарі.

Розглянемо основні області застосування силових електронних ключів.

2.6.1. Силові інформаційні пристрої

За принципом дії силові напівпровідникові прилади аналогічні приладам, які використовуються в пристроях інформаційної електроніки. Тому на їх основі можна побудувати практично будь-які пристрої інформаційної електроніки. Найчастіше це пристрої імпульсної й цифрової техніки (генератори, формувачі, логічні елементи, тригери, лічильники, розподільвачі імпульсів та ін.). Якщо у таких пристроях, як навантаження силових приладів, використовується який-небудь споживач електричної енергії, то такі пристрої суміщують у собі функції системи керування (інформаційний пристрій) і силового ключа (силовий пристрій), який керує потоком енергії, що надходить у навантаження. Проте в них не можна розділити силову частину і систему керування, оскільки силова і інформаційна частини пристрою становлять одне ціле. Подібні пристрої можна назвати силовими інформаційними пристроями.

Вони побудовані на силових приладах (транзисторах, диністорах, тиристорах). Найпростіші й економічні силові інформаційні пристрої побудовані на тиристорах. Це пов'язано з тим, що тиристори мають дуже великий коефіцієнт підсилення

потужності і для їх вмикання необхідні короткі імпульси керування. Силкові інформаційні пристрої можуть бути побудовані на досить великі вихідні потужності. Це дозволяє використовувати як навантаження різні споживачі електричної енергії.

Розглянемо приклади будови найпростіших силових інформаційних пристроїв та можливі галузі їх застосування.

Мультивібратор. На рис. 2.25, а подано схему мультивібратора, побудованого на диністорах, а на рис. 2.25, б – тиристорний аналог диністора. Диністори необхідно вибирати так, щоб їх напруга перемикавання $U_{(BO)}$ була меншою за напругу джерела живлення E . В момент вмикання джерела живлення E теоретично повинні ввімкнутися обидва диністори. Але оскільки час вмикання

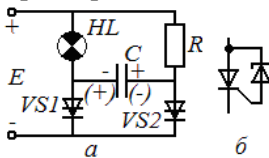


Рис. 2.25

диністорів не може бути абсолютно однаковий, один із диністорів ввімкнеться першим (наприклад, $VS1$).

При цьому він і розряджений конденсатор C зашунтують диністор $VS2$, а навантаження диністора $VS1$ (джерело випромінювання HL) буде приєднане до джерела живлення E . Після цього починається зарядження конденсатора C по колу $(+E) - R - C - VS1 - (-E)$ з полярністю, яка вказана без дужок. Коли напруга на конденсаторі дорівнюватиме напрузі перемикавання $U_{(BO)}$ (рис. 2.26, а), диністор $VS2$ ввімкнеться, і конденсатор C вимкне диністор $VS1$. Почнеться перезарядження конденсатора по колу $(+E) - HL - C - VS2 - (-E)$ до напруги, полярність якої вказана у дужках. Коли ця напруга досягне порогу вмикання диністора $VS1$, він знову ввімкнеться і приєднає навантаження HL до джерела живлення E . Одночасно з вмиканням $VS1$ вимикається $VS2$. Тривалість ввімкнутого й вимкнутого станів диністора $VS1$ залежить від часу заряджання й перезаряджання конденсатора C до напруги, яка дорівнює напрузі перемикавання диністорів $U_{(BO)}$. Змінюючи ємність конденсатора C і опір резистора R , можна забезпечити необхідну частоту вмикань диністора $VS1$. Як видно з рис. 2.26, напруга на навантаженні HL відрізняється від прямокутної. Це пов'язано з тим, що після вимикання диністора $VS1$, в інтервал

часу $t_1...t_2$ відбувається перезарядження конденсатора через лампу HL .

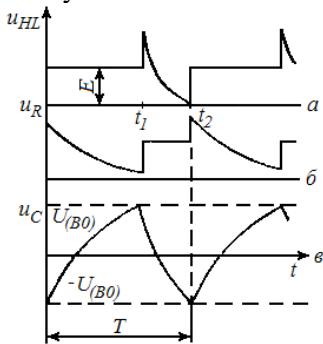


Рис. 2.26

є S -входом тригера, а керуючий електрод тиристора $VS2$ R -входом. При натисканні кнопки $SB1$ ($S = 1$) завжди буде приєднане навантаження R_{d1} ($Q = 1$). При натисканні кнопки $SB2$ ($R = 1$) завжди буде приєднане навантаження R_{d2} ($Q = 0$). Як

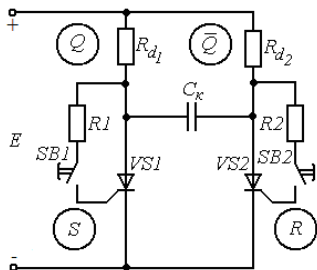


Рис. 2.27

Тому на цьому інтервалі в міру зменшення струму зарядження конденсатора C лампа гаснуче поступово. Подібні пристрої можна використовувати як джерело мигального світла, наприклад, для живлення ламп покажчика поворотів автомобіля.

Тригери. Тиристорний ключ постійного струму фактично є силовим RS -тригером (рис. 2.27). Керуючий електрод тиристора $VS1$

і в будь-якому RS -тригері комбінація сигналів $R = S = 1$ тут також заборонена. Дійсно, при одночасному натисканні кнопок $SB1$ і $SB2$ можуть ввімкнутися обидва тиристори, і обидва навантаження R_{d1} і R_{d2} , будуть приєднані до джерела живлення E ($Q = Q = 1$).

Таким чином, у розглянутій схемі приєднання одного з навантажень веде до від'єднання іншого. З врахуванням цього визначаються галузі застосування такої схеми.

2.6.2. Перетворювачі параметрів електричної енергії

Оскільки процес перемикання вентилів має періодичний характер, треба мати пристрій, який би забезпечував такий режим. Цей пристрій називається задавальним генератором. Проте в перетворювачах не завжди є спеціальний пристрій, який виконує функцію задавального генератора. У багатьох випадках

його роль відіграє мережа змінного струму. Досить часто перетворювачі є складними автоматичними системами, в яких широко використовуються зворотні зв'язки.

Структурну схему перетворювального пристрою подано на рис. 2.28. Енергія від первинного джерела живлення (мережі) через силову частину (власне перетворювач) подається у навантаження.

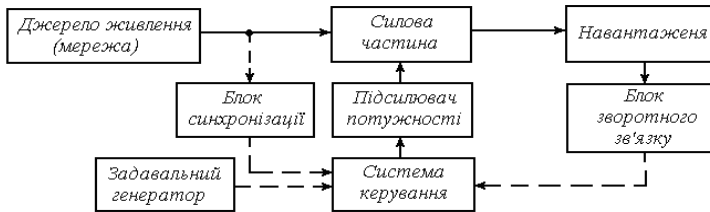


Рис. 2.28

Силова частина забезпечує необхідний закон перетворення або регулювання параметрів електричної енергії. Цей закон задається системою керування. Для підсилення потужності сигналів керування, а також електричної розв'язки системи керування і силовій частині використовується підсилювач потужності. Періодичний характер процесів у силовій частині забезпечується задавальним генератором, який подає у систему керування періодичні сигнали необхідної частоти. Якщо як задавальний генератор використовується мережа змінного струму, напруга мережі подається на блок синхронізації, який формує періодичний сигнал, частота якого дорівнює або кратна частоті мережі. Цей сигнал подається на систему керування і визначає періодичний характер процесів у силовій частині перетворювача. Якщо перетворювач є замкненою системою із зворотним зв'язком, треба мати спеціальний блок зворотного зв'язку, який сприймає інформацію про режим роботи навантаження і формує сигнали, які подаються на систему керування для забезпечення необхідних параметрів електричної енергії у навантаженні. У залежності від того, що виконує функцію задавального генератора, перетворювачі поділяють на два великих класи:

- 1) перетворювачі, ведені мережею;
- 2) автономні перетворювачі.

У перетворювачах, ведених мережею, як задавальний генератор використовується мережа змінного струму. У зв'язку з цим частота перемикання вентилів силової частини дорівнює, або кратна частоті мережі. В автономних перетворювачах робоча частота не пов'язана з частотою мережі живлення. Такі перетворювачі, як правило, живляться від джерел постійної напруги, частота якої $f = 0$. Тому частота перемикання вентилів визначається або задавальним генератором, або залежить від характеру процесів, які відбуваються у силовій частині і навантаженні. Такі автономні перетворювачі відповідно називаються:

а) перетворювачі із зовнішнім збудженням (ведені задавальним генератором);

б) перетворювачі із самозбудженням або автоколивальні (ведені навантаженням).

Серед автономних перетворювачів (найпоширеніші перетворювачі, ведені задавальним генератором, самостійним і незалежним пристроєм, який забезпечує необхідну стабільність частоти або її регулювання у заданому діапазоні за певним законом.

Перетворювачі, ведені навантаженням, простіші, мають зворотний зв'язок з боку навантаження, отже, у багатьох випадках дозволяють контролювати режим його роботи, стабілізувати параметри. Але при цьому утруднюється вплив на робочу частоту перетворювача.

Крім вентильних елементів, у силову частину перетворювача, як правило, входять, реактивні елементи – індуктивності і ємності. Вони використовуються як проміжні накопичувачі енергії або для фільтрації (виділення) гармонічних складових струмів і напруг з метою забезпечення необхідної якості електричної енергії. Іноді фільтруючі пристрої будуються на основі керованих напівпровідникових приладів, які працюють у режимі змінного опору. На основі керованого опору можна створювати силові пристрої для регулювання і стабілізації струму або напруги на навантаженні. Це так звані фільтруючі і стабілізуючі пристрої. У наступних розділах різні перетворювачі будуть розглянуті докладніше.

Розділ 3. Перетворювачі, ведені мережею

У цьому розділі розглянуто перетворювальні пристрої, які живляться від мережі змінного струму. Як задавальний генератор системи керування також використовується мережа змінного струму. Процеси у силовій частині схеми таких перетворювачів мають періодичний характер, причому їх період дорівнює або кратний періоду змінної напруги мережі. Перетворювачі, ведені мережею, можуть виконувати різні функції. Так, випрямлячі перетворюють змінний струм у постійний. Інвертори, ведені мережею, перетворюють енергію джерела постійної напруги у змінний струм, причому ця енергія передається у мережу змінного струму. Перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком перетворюють енергію мережі змінного струму однієї частоти у змінний струм іншої частоти. Регулятори призначені для регулювання середнього або діючого значення напруги (струму) навантаження, яке живиться від мережі змінного струму. Незважаючи на різне функціональне призначення, електромагнітні процеси у таких перетворювачах, а також принципи будови систем керування мають багато спільного. У зв'язку в цим вони відносяться до одного класу – перетворювачі, ведені мережею. Прийнята у цьому розділі послідовність розглядання різних типів перетворювачів дозволяє перенести ряд положень, одержаних при розгляді одного типу перетворювачів, на інші типи, що сприяє кращому розумінню викладеного матеріалу.

В інформаційній електроніці для характеристики сигналів (струмів і напруг) суттєве значення мають їх миттєві і амплітудні значення, частота повторення, фаза та інші параметри, що відображують інформацію. У силовій (енергетичній) електроніці не менш важливе значення мають інтегральні характеристики струмів і напруг, такі як середні та діючі значення, які дозволяють оцінити їх енергетичну дію.

Електрохімічна дія струму (у гальванотехніці, при електролізі, заряджанні акумуляторів та ін.) визначається кількістю електрики, яка пройшла через навантаження за певний проміжок часу в одному напрямі. Якщо навантаження живиться постійним струмом I , то кількість електрики Q , яка пройшла через нього за деякий інтервал часу τ , дорівнює $Q = I\tau$. У разі

змінного струму $i(t)$ кількість електрики $Q = \int_0^T i(t)dt$. Коли

струм, який живить навантаження, має періодичний характер, його електрохімічна дія може бути оцінена Інтегральним параметром – середнім значенням струму I_c . Середнє значення змінного струму $i(t)$, період повторювання якого дорівнює T , чисельно дорівнює такому постійному струму, при протіканні якого через навантаження за інтервал часу, що дорівнює періоду T , проходить така сама кількість електрики

$$I_c T = \int_0^T i(t)dt.$$

Отже, середнє значення струму $i(t)$ за період T можна визначити з виразу

$$I_c = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)dt.$$

Аналогічно визначається середнє значення періодичної напруги $u(t)$

$$U_c = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)dt.$$

Геометрично середнє значення струму I_c можна інтерпретувати висотою прямокутника, основа його чисельно дорівнює T , а площа дорівнює площі, яка обмежується віссю часу t і кривою струму $i(t)$ від початку до кінця періоду. Якщо струм $i(t)$ за період змінює напрям, то його середнє значення дорівнює різниці площ, що обмежені позитивною і негативною частинами кривої струму. У випадку змінного синусоїдального струму середнє значення струму за період дорівнює нулю, оскільки площі за позитивний і негативний півперіоди однакові. Тому в електрохімії змінний струм, як правило, не використовується. Живлення здійснюється однополярним струмом, який одержують за допомогою випрямлячів.

Для визначення теплової і електродинамічної дії струму (нагрівачі, електричні печі, лампи розжарювання,

електромагніти, двигуни змінного струму) використовують інтегральний параметр – діюче значення струму. Діюче значення змінного струму $i(t)$, період повторення якого дорівнює T , чисельно дорівнює такому постійному струму, який, протікаючи по колу з таким самим опором R , що і змінний струм, виділяє за період таку саму кількість теплоти. Кількість теплоти, яку виділяє струм $i(t)$ за період T на опорі R ,

$$W = R \int_0^T i^2(t) dt .$$

Порівняємо цю кількість енергії (теплоти) з кількістю теплоти, яка виділиться на тому самому опорі R постійним струмом I за той самий час T

$$I^2 RT = R \int_0^T i^2(t) dt .$$

Отже, діюче значення змінного струму

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} .$$

Аналогічно діюче значення періодичної напруги $u(t)$ за період T дорівнює

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} .$$

На відміну від електрохімічної дії струму, теплова дія його не залежить від напрямку протікання струму у навантаженні, оскільки тепло виділяється при будь-якому напрямі протікання струму. Тому діючі значення струму і напруги завжди мають позитивне значення.

Надалі, розглядаючи конкретні типи перетворювачів залежно від їх призначення, а також виду навантаження, оцінюючи енергетичні параметри, використовуватимемо середнє або діюче значення струмів і напруг.

3.1. Випрямлячі

Випрямляч – це пристрій, призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в енергію постійного струму. У загальному випадку випрямляч має таку будову, як показано на рис. 3.1. Найчастіше джерелом електричної енергії для споживачів є промислова мережа змінного струму $U \sim 220 \text{ В}$, 50 Гц . Переважна більшість споживачів постійного струму потребує напруг, які значно відрізняються від стандартної напруги промислової мережі. Тому на вході випрямляча дуже часто стоїть трансформатор Tr яким встановлюється необхідна змінна напруга і забезпечується електрична розв'язка навантаження від промислової мережі.

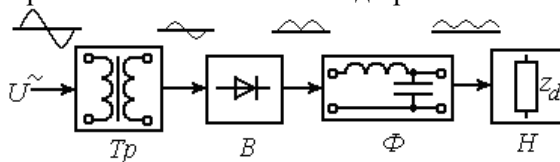


Рис. 3.1

Проте трансформатор не є обов'язковим елементом випрямляча. Поширені так звані випрямлячі з безтрансформаторним входом.

Принцип випрямлення полягає у пропусканні змінного струму через вентильні елементи електричного кола. У результаті на виході формується однополярна (випрямлена) напруга, миттєве значення якої змінюється у часі – пульсуюча напруга. Для одержання на навантаженні постійної напруги між вентильною схемою – випрямляючим пристроєм B і навантаженням H – ставлять згладжувальний фільтр Φ , який забезпечує зменшення пульсацій (згладжування) випрямленої напруги. Як правило, згладжувальні фільтри побудовані на базі реактивних елементів електричного кола – індуктивностей (дроселів) і конденсаторів. В інтервалах часу, коли миттєві значення пульсуючої напруги близькі до максимуму, реактивні елементи фільтра накопичують (запасують) електромагнітну енергію, а коли миттєві значення пульсуючої напруги близькі до мінімуму, реактивні елементи згладжувального фільтра віддають накопичену енергію у навантаження. В результаті цього на навантаженні формується напруга, яка наближається до

постійної напруги. Головним елементом випрямляча є вентильна схема – випрямляючий пристрій B , який забезпечує отримання однополярної напруги на навантаженні. Тому надалі основну увагу приділятимемо його роботі і впливу на процеси у навантаженні та інших елементах випрямляча. Згладжувальні фільтри докладно розглянуті у розділі 4.

3.1.1 Однофазні випрямлячі

Якщо потужність, яка споживається навантаженням від джерела постійного струму, не перевищує $(0,5...1)кВт$, споживач, як правило, живиться від однофазної мережі змінного струму через однофазні випрямлячі. Існує декілька різних схем однофазних випрямлячів.

Однопівперіодна схема. Найпростіший випрямляч складається із одного вентиля, який послідовно ввімкнений між джерелом змінної напруги і навантаженням (рис. 3.2). Напруга на вторинній обмотці трансформатора TV змінюється за синусоїдальним законом $u_2(t) = E_{2m} \sin \omega t$ (рис. 3.3, а). Діод VD пропускатиме струм тільки при позитивних півперіодах напруги живлення, полярність якої на рис. 3.2 вказана без дужок. При цьому до навантаження прикладається змінна напруга (рис. 3.3, б) протягом позитивних півперіодів.

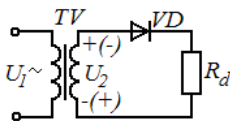


Рис. 3.2

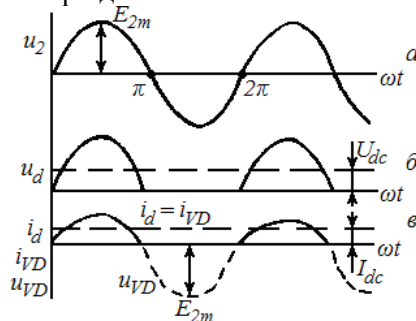


Рис. 3.3

Струми через вентиль i_{VD} і навантаження i_d мають таку ж форму, як і напруга на навантаженні u_d (рис. 3.3, в). Протягом негативного півперіоду змінної напруги (полярність вказана у дужках) вентиль закритий і до нього прикладена зворотна напруга u_{VD} , амплітудне значення якої дорівнює E_{2m} (рис. 3.3, в).

При цьому струм через вентиль VD і навантаження R_d не протікає.

Оскільки випрямляч використовується для одержання у навантаженні постійного струму, одним з головних його параметрів є середнє значення випрямленої напруги і струму у навантаженні R_d . Згідно з визначенням, середнє значення випрямленої напруги для однопівперіодного випрямляча

$$U_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi E_{2m} \sin v dv = \frac{E_{2m}}{2\pi} \left| -\cos v \right|_0^\pi = \frac{E_{2m}}{\pi}.$$

При визначенні середньої напруги прийняте позначення $\omega t = v$. Змінна синусоїдальна напруга у більшості випадків характеризується не амплітудним E_{2m} , а діючим значенням E_2 , причому $E_2 = E_{2m}/\sqrt{2}$. З урахуванням цього середнє значення випрямленої напруги на навантаженні однопівперіодного випрямляча дорівнюватиме

$$U_{dc} = \frac{E_2 \sqrt{2}}{\pi} \approx 0.45 E_2.$$

Оскільки струм у навантаженні має таку ж форму, як і напруга, середнє значення струму у навантаженні можна визначити через середнє значення випрямленої напруги:

$$I_{dc} = \frac{U_{dc}}{R_d}.$$

Проектуючи випрямлячі, необхідно розрахувати режим роботи вентилів і трансформатора у вибраній схемі. Для вибору вентилів треба розрахувати максимальнє і середнє значення струму, що протікає через них, а також максимальнє значення зворотної напруги. Режим роботи трансформатора визначається діючими значеннями струмів і напруг на обмотках. Розрахувавши ці параметри, можна вибрати відповідний тип вентилів і вибрати або розрахувати відповідний трансформатор. Оскільки вихідними даними при розрахунку випрямлячів є середнє значення напруги U_{dc} і струму I_{dc} , які треба одержати на навантаженні, для зручності усі розрахункові параметри виражають через вихідні дані.

З урахуванням того, що $U_{dc} = \frac{E_2 \sqrt{2}}{\pi}$, для одержання на навантаженні середнього значення напруги U_{dc} діюче значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора має бути

$$E_2 = \frac{U_{dc} \pi}{\sqrt{2}} \approx 2.22 U_{dc}.$$

У розглянутій схемі через навантаження R_d і вентиль VD протікає той самий струм. Отже, середнє значення струму через вентиль I_{VDc} дорівнює середньому значенню струму навантаження I_{dc} :

$$I_{VDc} = I_{dc} = \frac{U_{dc}}{R_d}.$$

Амплітудне значення струму вентиля і навантаження

$$I_{VDm} = I_{dm} = \frac{E_{2m}}{R_d} = \frac{\pi U_{dc}}{R_d} = \pi I_{dc}.$$

Амплітудне значення зворотної напруги на закритому вентилі

$$U_{VDm} = E_{2m} = \pi U_{dc}.$$

Двопівперіодна схема. Така схема складається з двох однопівперіодних схем, які по чергово працюють на одне навантаження R_d (рис. 3.4). Дві однакові вторинні обмотки трансформатора мають спільну точку і через вентиля $VD1$ і $VD2$ живлять навантаження R_d . Напруга на кінцях вторинних обмоток, відносно спільної точки змінюється у протифазі (рис. 3.5, а). Цю схему іноді називають двофазною схемою випрямлення або випрямлячем з виводом нульової точки трансформатора. Неважко помітити, що потенціал спільної точки вторинних обмоток трансформатора завжди дорівнює нулю відносно зовнішніх виводів вторинної обмотки.

При одній полярності напруги живлення (вказана без дужок) струм протікає через вентиль $VD1$, і до навантаження прикладається напруга позитивного півперіоду з верхньої половини вторинної обмотки. При протилежній полярності напруги живлення (вказана у дужках) струм протікає через вентиль $VD2$ і до навантаження прикладається напруга

позитивного півперіоду з нижньої половини обмотки. Таким чином, у навантаження надходять два півперіоди напруги живлення. Отже, середнє значення випрямленої напруги тут буде у 2 рази більшим, ніж у однопівперіодній схемі.

$$U_{dc} = \frac{2E_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \approx 0.9E_2,$$

де E_{2m} і E_2 – відповідно амплітудне і діюче значення напруги на половині вторинної обмотки трансформатора TV .

Для того, щоб одержати на навантаженні випрямлену напругу, середнє значення якої дорівнює U_{dc} , діюче значення напруги на половині вторинної обмотки має бути

$$E_2 = \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)U_{dc} \approx 1.11U_{dc}$$

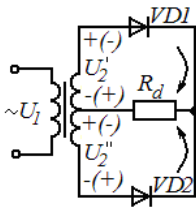


Рис. 3.4

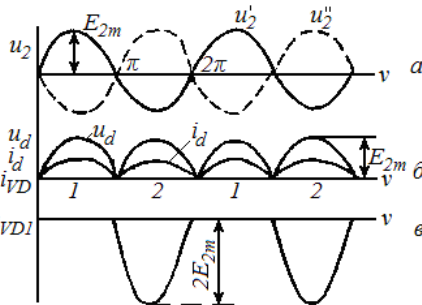


Рис. 3.5

Якщо треба, щоб через навантаження протікав струм, середнє значення якого дорівнює I_{dc} , вентиля вибирають на струм $I_{VDc}=I_{dc}/2$, оскільки вони працюють почергово (рис. 3.5, б). Коли один з вентилів відкритий (наприклад $VD2$), до закритого вентиля $VD1$ прикладається зворотна напруга, яка дорівнює сумарній нарузі на двох половинах вторинної обмотки (рис. 3.5, в). Тому до закритого вентиля прикладається максимальна зворотна напруга $U_{VDm}=2E_{2m}=\pi U_{dc}$. Розрахувавши діючі значення струмів і напруг в обмотках трансформатора, можна показати, що типова потужність трансформатора у двопівперіодній схемі буде меншою, ніж в однопівперіодній схемі

$$S_T = \frac{U_1 I_1 + 2U_2 I_2}{2} = 1.48 P_d.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги для будь-якої схеми випрямляча, крім однофазної однопівперіодної, можна визначити з виразу

$$k_{\Pi} = \frac{U_{\approx m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1},$$

де m – кратність пульсації випрямленої напруги, яка дорівнює кількості пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі. Із рис. 3.5 видно, що для двопівперіодної схеми кратність пульсацій $m = 2$. Отже, коефіцієнт пульсацій $k_{\Pi} = 2/3 = 0.67 = 67\%$.

Якщо порівняти двопівперіодну схему з однопівперіодною, можна зробити висновки, що двопівперіодна схема характеризується:

- 1) кращим використанням потужності трансформатора;
- 2) меншим коефіцієнтом пульсації випрямленої напруги;
- 3) синусоїдальною формою струму, який споживається від мережі.

Ця схема має більш широке застосування, ніж однопівперіодна.

Мостова схема. Така схема складається з чотирьох вентилів $VD1...VD4$, які з'єднані за схемою електричного моста (рис. 3.6). До однієї діагоналі моста вмикається джерело змінної напруги (вторинна обмотка трансформатора TV), а до другої – навантаження R_d . Спільна точка катодів вентилів $VD1$ і $VD3$ є позитивним полюсом випрямляча, а спільна точка анодів вентилів $VD2$ і $VD4$ – негативний полюс. У позитивний півперіод напруги живлення (полярність вказана без дужок) струм пропускають вентиля $VD1$ і $VD4$. У негативний півперіод (полярність вказана у дужках) струм пропускають вентиля $VD2$ і $VD3$. При цьому струм через навантаження i_d весь час протікає в одному й тому ж напрямі. Випрямлена напруга, струм навантаження, струм, що протікає через вентиля, у мостовій схемі такі самі, як і у схемі з нульовим виводом трансформатора (рис. 3.5).

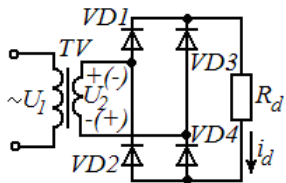


Рис. 3.6

Якщо кількість витків вторинної обмотки трансформатора у мостовій схемі така сама, як і кількість витків половини вторинної обмотки нульової схеми (рис. 3.4), основні розрахункові співвідношення для цих схем збігатимуться. Відмінність полягає в

тому, що максимальна зворотна напруга на вентилях у мостовій схемі у два рази менша, ніж у нульовій схемі

$$U_{VDm} = E_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{dc}.$$

Розрахункова (типова) потужність трансформатора також менша: $S_T = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2} = 1.23 P_d$. Отже, з трьох розглянутих

схем мостова схема характеризується найкращим використанням потужності трансформатора. Це пов'язано з тим, що в ній як у первинній, так і у вторинній обмотці трансформатора протікає чисто синусоїдальний струм. Якщо порівняти мостову і нульову схеми, які забезпечують однакові параметри випрямленої напруги, можна виділити такі переваги мостової схеми:

- 1) зворотна напруга на вентилях у 2 рази менша, ніж у нульовій схемі;
- 2) у два рази менша кількість витків вторинної обмотки трансформатора;
- 3) простіша конструкція трансформатора, оскільки не треба мати вивід спільної точки вторинної обмотки;
- 4) типова потужність трансформатора приблизно на 17% менша, ніж у нульовій схемі. Отже, буде менше витрачатися заліза й міді на виготовлення трансформатора. При цьому зменшуються також його маса і габарити;

5) мостова схема випрямляча, на відміну від нульової, може працювати і без трансформатора, якщо напруга мережі U_1 забезпечує одержання необхідного значення випрямленої напруги U_{dc} , а також якщо не треба мати електричну розв'язку між навантаженням R_d і мережею живлення.

Проте мостова схема, у порівнянні з нульовою, має такі недоліки:

1) використовується у 2 рази більше вентилів, ніж у нульовій схемі;

2) більші втрати потужності у вентилях, оскільки у мостовій схемі струм навантаження послідовно протікає через два вентиля, а у нульовій – через один. Переваги мостової схеми випрямлення зумовлюють її найбільш широке застосування. Нульова схема випрямлення найчастіше використовується для отримання низьких значень випрямленої напруги ($U_{dc} < 10 \text{ В}$). В низьковольтних випрямлячах ця схема забезпечує вищий ККД, ніж мостова схема, а підвищена зворотна напруга на вентилях тут не має суттєвого значення.

Напруга, випрямлена однофазними випрямлячами, має досить великі пульсації. Якщо навантаження випрямляча має активно-індуктивний або активно-ємнісний характер, пульсації струму (напруги) на навантаженні значно менші. Чисто активне навантаження потребує для зменшення пульсацій випрямленої напруги (струму) згладжувального фільтра між випрямлячем і навантаженням. Оскільки згладжувальні фільтри, як правило, складаються з реактивних елементів (дроселів і конденсаторів), загальний характер навантаження випрямляча також буде або активно-індуктивним, або активно-ємнісним.

3.1.2. Багатофазні випрямлячі

Споживачі постійного струму середньої й великої потужності, як правило, живляться від мережі трифазного змінного струму через трифазні випрямлячі. При цьому рівномірно завантажуються всі фази мережі, випрямлена напруга має більш високу якість, оскільки зменшуються пульсації випрямленої напруги і збільшується їх частота, завдяки чому полегшується згладжування пульсацій випрямленої напруги.

Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора (трифазна нульова схема). Ця схема живиться від мережі через трифазний трансформатор TV, вторинні обмотки якого з'єднані зіркою (рис. 3.7). Аноди вентилів під'єднують до фаз вторинної обмотки. Катоди

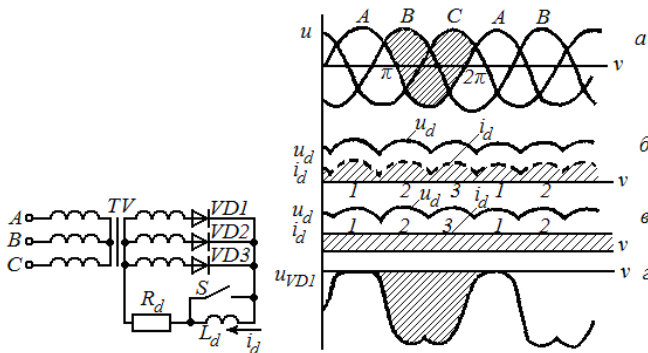
вентилів з'єднані у спільну точку, яка є позитивним полюсом випрямляча. Навантаження під'єднують між позитивним полюсом випрямляча і нульовою точкою вторинних обмоток трансформатора. У цій схемі катоди усіх вентилів мають однаковий потенціал. Отже, струм пропускатиме той з вентилів, на аноді якого в даний момент часу найбільша позитивна напруга (рис. 3.8). Очевидно, що кожен з вентилів працюватиме 1/3 частину періоду напруги мережі живлення.

Отже, середнє значення струму кожного вентиля буде у 3 рази меншим за середній струм навантаження I_{dc} :

$$I_{VDc} = I_{dc}/3.$$

Багатофазні випрямлячі використовуються для одержання великих потужностей. Тому їх навантаження найчастіше має активно-індуктивний характер. Випрямлена напруга u_d містить три пульсації за період напруги мережі ($m = 3$), отже, коефіцієнт пульсації випрямленої напруги

$$k_{II} = \frac{2}{m^2 - 1} = 1/4 = 0.25 = 25\% .$$



Частота пульсацій випрямленої напруги $f_{II} = mf_{мер} = 150$ Гц. Порівняно невеликий коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги і підвищена частота значно полегшує згладжування пульсацій струму. У зв'язку з цим при активно-індуктивному навантаженні струм навантаження буде практично згладженим.

На рис. 3.8, б показані випрямлені струм і напруга при активному навантаженні, а на рис. 3.8, в — при активно-індуктивному.

Середнє значення випрямленої напруги трифазної нульової схеми $U_{dc} = 1,17 E_2$, де E_2 — діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора. Отже, для того, щоб одержати на навантаженні випрямлену напругу U_{dc} , діюче значення ЕРС вторинної обмотки E_2 має бути $E_2 = 0,85 U_{da}$. До закритих вентилів прикладається зворотна напруга, яка дорівнює різниці напруг у фазах, до яких під'єднаний даний ventиль і ventиль, що в даний момент часу пропускає струм (рис. 3.8, а, з). Отже, до закритого вентиля прикладається лінійна напруга, і максимальна зворотна напруга на вентилі дорівнює амплітуді лінійної напруги.

Рис. 3.7

Рис. 3.8

$$U_{VDm} = E_{2m} \sqrt{3} = E_2 \sqrt{2} \sqrt{3} = \sqrt{6} E_2 \approx 2,1 U_{dc}.$$

Головним недоліком розглянутої схеми є те, що у вторинних обмотках трансформатора TV струм протікає тільки в одному напрямі, внаслідок чого відбувається вимушене підмагнічування осердя трансформатора. Щоб не досягалось насичення осердя, необхідно завищувати типову потужність трансформатора. Через такий недолік трифазна нульова схема має обмежене застосування.

3.1.3. Керовані випрямлячі

Дуже часто виникає потреба не тільки випрямити змінну напругу, а й забезпечити плавне регулювання середнього значення випрямленої напруги U_{dc} (наприклад, для регулювання швидкості двигунів, струму заряджання акумуляторів і т. ін.). Середнє значення випрямленої напруги випрямлячів, які побудовані на некерованих вентилях – діодах, залежне від напруги на вторинній обмотці трансформатора. У зв'язку з цим регулювання напруги на навантаженні можливе лише зміною напруги на вторинній обмотці (наприклад, за допомогою автотрансформатора), що не завжди зручно. Якщо в випрямлячі замість некерованих вентилів – діодів використовувати керовані ventилі – тиристри, момент вмикання яких змінювати за допомогою спеціальної системи керування, одержимо керований випрямляч, який, крім випрямлення змінної напруги,

одночасно забезпечує можливість регулювання середнього значення випрямленої напруги.

Однофазна мостова схема. У однофазній мостовій схемі можна усі чотири діоди замінити тиристорами, однак це не є принципово необхідним. Оскільки у мостовій схемі послідовно з навантаженням завжди ввімкнені два вентиля, досить, щоб хоч один із них був керованим. Розглянемо роботу мостового випрямляча, у якого як вентилялі у катодній групі використовуються тиристори (рис. 3.9).

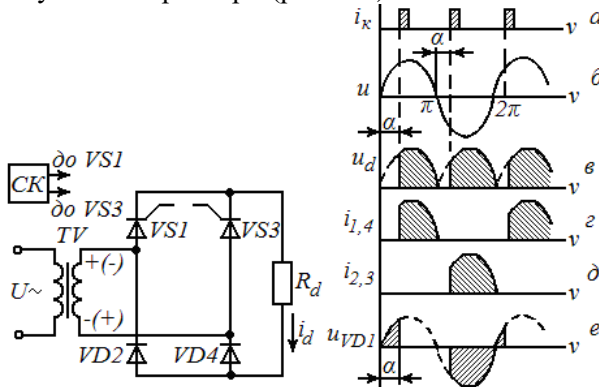


Рис. 3.9

Рис. 3.10

При позитивній полярності напруги живлення (вказана без дужок), поки на тиристорі від системи керування СК не поданий керуючий сигнал i_k , вони будуть закриті, і напруга на навантаженні дорівнюватиме нулю. У момент часу $v = \alpha$ від системи керування СК на тиристор $VS1$ подається керуючий сигнал. Тиристор відкривається і до навантаження прикладається протягом частини півперіоду синусоїди вхідної напруги (рис. 3.10, а, б, в). У момент часу $v = \pi$ напруга в мережі змінює полярність, і під дією зворотної напруги тиристор $VS1$ закривається. Напруга на навантаженні u_d знову дорівнює нулю. У момент часу $v = \pi + \alpha$ від системи керування надходить імпульс для відкривання тиристора $VS2$ і до навантаження знову прикладена частина півперіоду синусоїди вхідної напруги. Зміщуючи момент подавання імпульсу керування відносно моменту проходження через нуль напруги мережі живлення, подають на навантаження більшу або меншу частину півперіоду

напруги живлення, чим регулюється середнє значення випрямленої напруги. Інтервал (електричний кут) затримки відкривання вентиля α , який відраховується відносно моменту природного відкривання вентиля, називається кутом керування. Середнє значення випрямленої напруги залежить від кута керування α :

$$U_{dca} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin v dv = \frac{E_{2m}}{\pi} \left| -\cos v \right|_{\alpha}^{\pi} = \frac{2E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Якщо кут керування $\alpha = 0$, керований випрямляч працює аналогічно некерованому і середнє значення випрямленої напруги

$$U_{dca} = U_{dc0} = \frac{2E_{2m}}{\pi}.$$

З урахуванням цього залежність середнього значення випрямленої напруги від кута керування, яка називається регулювальною характеристикою випрямляча, може бути описана так:

$$U_{dca} = U_{dc0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Графік регулювальної характеристики подано на рис. 3.11. З графіка видно, що із зміною кута керування α від 0 до π (від 0° до 180°) середнє значення випрямленої напруги U_{da} плавно змінюється від максимального значення U_{d0} до нуля.

Таким чином, основна перевага керованого випрямляча – це можливість плавного регулювання середнього значення випрямленої напруги на навантаженні. Проте, коли використовуються керовані випрямлячі, виникають такі ускладнення:

1) треба вводити додатковий пристрій – систему керування, у силовій частині схеми діоди треба замінити тиристорами, що ускладнює схему і збільшує її вартість;

2) збільшується коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, особливо при великих кутах керування, внаслідок чого для згладжування пульсацій треба використовувати досить громіздкі фільтри;

3) при регулюванні збільшується фазовий зсув першої гармоніки струму, який споживається від мережі, відносно напруги мережі, що призводить до зниження коефіцієнта потужності із збільшенням кута керування α .

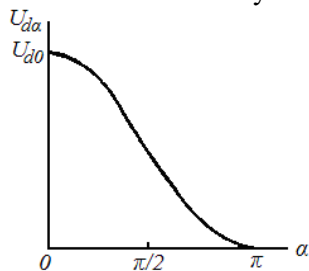


Рис. 3.11

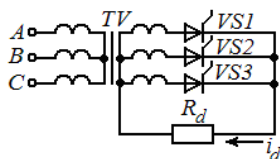


Рис. 3.12

Трифазні керовані випрямлячі. Їх будова аналогічна однофазним, у яких замість некерованих вентилів – діодів – ввімкнені керовані вентиля – тиристри. Система керування трифазного випрямляча складніша, ніж однофазного, оскільки для керування кожним тиристором треба мати окремий канал. Розглянемо будову керованого випрямляча на прикладі трифазної нульової схеми (рис. 3.12).

У керованих випрямлячах кут керування α відраховується від моменту природного відкривання вентилів. Для однофазних випрямлячів цей момент збігається з моментом проходження напруги мережі через нуль. Для трифазних випрямлячів моментом природного відкривання вентилів є момент рівності напруг на сусідніх фазах (рис. 3.13). При куті керування $\alpha = 0$ робота керованого випрямляча не відрізняється від роботи некерованого випрямляча (рис. 3.13, а). При кутах керування $\alpha = (0^\circ \dots 30^\circ)$ випрямлена напруга u_d і струм i_d навіть при чисто активному навантаженні є безперервними (рис. 3.13, б). При цьому середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha .$$

Кожен вентиль пропускає струм протягом 1/3 частини періоду напруги мережі. При кутах керування $\alpha > 30^\circ$ випрямлена напруга і струм мають переривчастий характер (рис. 3.13, в, г).

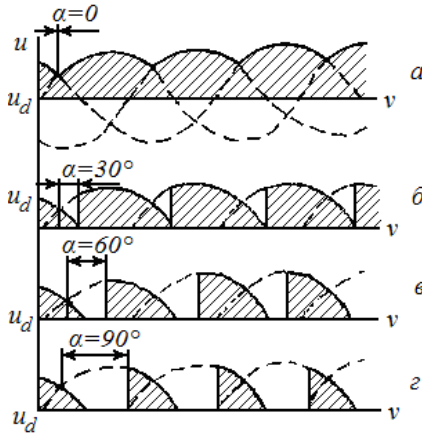


Рис. 3. 13

При цьому тривалість протікання струму через вентиля стає меншою від $1/3$ частини періоду напруги мережі, а середнє значення випрямленої напруги можна визначити із виразу

$$U_{dca} = \frac{U_{dc0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(30^\circ + \alpha)].$$

При роботі цієї схеми на активне навантаження максимальний кут керування $\alpha_{max} = 150^\circ$. При цьому куті керування середнє значення випрямленої напруги $U_{dca} = 0$.

У трифазній мостовій схемі, побудованій на тиристорах, як і в некерованому випрямлячі одночасно працюють два тиристри, один з катодної, а інший з анодної групи. При кутах керування $\alpha = (0^\circ \dots 60^\circ)$ випрямлена напруга і струм безперервні. Якщо кут керування $\alpha > 60^\circ$, напруга і струм у навантаженні мають переривчастий характер. При максимальному куті керування $\alpha_{max} = 120^\circ$, середнє значення напруги на навантаженні $U_{dca} = 0$. При вмиканні випрямляча, а також при його роботі у режимі переривчастого струму на тиристри треба подавати «довгі» імпульси керування, тривалість яких більше 60° , або два «коротких» імпульси, які йдуть один за одним через 60° , оскільки у схемі одночасно працюють два вентиля. Тому в момент вмикання або при переривчастих струмах кожного разу необхідно забезпечувати одночасне вмикання двох вентилів. Оскільки випрямляч складається з шести керованих вентилів –

тиристорів, система керування повинна мати 6 вихідних каналів. Таким чином, система керування трифазним мостовим випрямлячем – досить складний пристрій.

Робота керованих випрямлячів на активно-індуктивне навантаження. Керовані випрямлячі найчастіше використовуються для живлення споживачів постійного струму середньої і великої потужності. Вони дозволяють регулювати напругу на навантаженні за заданим законом або ж підтримувати її на заданому рівні (стабілізувати) при змінах напруги мережі живлення. Такі випрямлячі, як правило, працюють на навантаження, яке має активно-індуктивний характер. Розглянемо роботу керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження на прикладі однофазної нульової схеми (рис. 3.14). Вважатимемо, що індуктивність навантаження L_d досить велика і струм навантаження i_d добре згладжений (рис. 3.15).

При позитивному півперіоді напруги живлення (полярність вказана без дужок) у момент $v = \alpha$ відкривається тиристор $VS1$. У момент часу $v = \pi$ цей тиристор повинен закритися, оскільки полярність напруги в мережі змінюється на протилежну. Однак до цього моменту часу в індуктивності L_d накопичений запас енергії, і струм у ній не може миттєво припинитися. Тому струм навантаження протікатиме в тому самому напрямі, замикаючись по колу $L_d - R_d - u_2' - VS1 - L_d$.

Цей струм підтримує тиристор $VS1$ у відкритому стані. В результаті у випрямленій напрузі u_d з'являються ділянки з негативною напругою (рис. 3.15, в). У момент часу $v = \pi + \alpha$, коли відкривається тиристор $VS2$, до тиристора $VS1$ прикладена зворотна напруга, яка дорівнює сумі напруг $u_2' + u_2''$. При цьому тиристор $VS1$ закривається, а струм навантаження переходить у тиристор $VS2$.

Для розглянутого випадку регульовальна характеристика випрямляча може бути описана виразом

$$U_{dc\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m} \sin v dv = \frac{E_{2m}}{\pi} \left| -\cos v \right|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{dc0} \cos \alpha$$

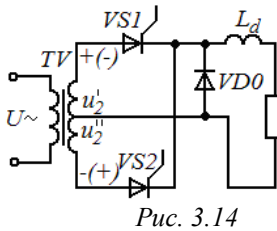


Рис. 3.14

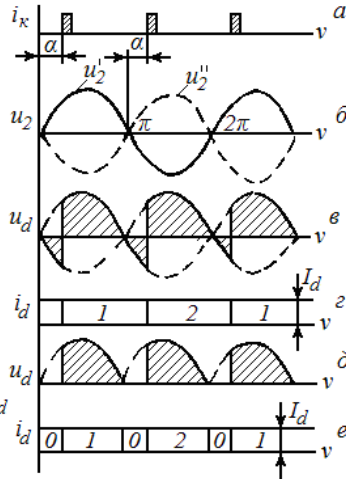


Рис. 3.15

Із формули випливає, що вже при $\alpha = 90^\circ$ середнє значення випрямленої напруги $U_{dca} = 0$. Це пов'язано з тим, що при $\alpha = 90^\circ$ площі позитивних і негативних ділянок випрямленої напруги u_d стають однаковими (рис. 3.15, в). Якщо в схему ввести додатковий «нульовий» вентиль VDO , негативні ділянки у випрямленій напрузі ліквідуються (рис. 3.15, д), і регульовальна характеристика буде такою самою, як і при чисто активному навантаженні (рис. 3.16). Це пов'язано з тим, що у момент $v = \pi$, коли напруга у мережі змінює полярність, відкривається вентиль VDO , і тиристор $VS1$ закривається, при цьому струм навантаження замикатиметься по колу $L_d-R_d-VDO-L_d$.

Аналогічні режими роботи мають місце і в багатофазних керованих випрямлячах, які працюють на активно-індуктивне навантаження.

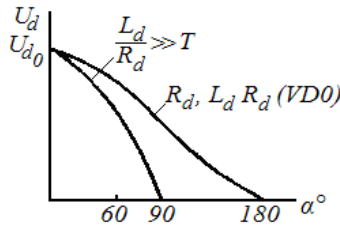


Рис. 3.16

Випрямлячі з «нульовим» вентиляем характеризуються більш широким діапазоном зміни кута керування α . У зв'язку з цим їх регульовальна характеристика є більш плавною. Крім того, такі випрямлячі мають вищий коефіцієнт потужності. Проте при відсутності «нульового» вентиля перетворювач може працювати в особливому режимі – режимі інвертора, веденого мережею.

3.2. Інвертори, ведені мережею

Інвертування – процес, зворотний випрямленню, а інвертор – це пристрій для перетворення енергії джерела постійного струму в енергію змінного струму. Схема інвертора, веденого мережею, така сама, як і схема керованого випрямляча, що працює на активно-індуктивне навантаження. При кутах керування $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ перетворювач працює у режимі керованого випрямляча, і енергія з мережі змінного струму передається у навантаження – споживач постійного струму. При кутах керування $\alpha > 90^\circ$, згідно регульовальній характеристиці $U_{dca} = U_{dc0} \cos\alpha$, середнє значення випрямленої напруги $U_{dca} < 0$. При цьому напрям протікання струму навантаження i_d не повинен змінюватися. Оскільки середні значення випрямленої напруги U_{dc} і струму I_{dc} мають протилежні знаки, мережа змінного струму виступає не як джерело, а як споживач електричної енергії. Якщо в такому режимі, як навантаження, використовувати джерело постійного струму, напрям потоку енергії зміниться і вона передаватиметься з навантаження (джерела постійного струму) у мережу змінного струму.

Розглянемо принцип роботи інвертора, веденого мережею, на прикладі двофазного перетворювача, який працює на двигун постійного струму (рис. 3.17).

Коли електрична машина працює в режимі двигуна, полярність напруги U_d на її клеммах має бути такою, як вказано у дужках. Для цього перетворювач повинен працювати в режимі керованого випрямляча при кутах керування $\alpha < 90^\circ$. Під час гальмування двигун починає працювати як генератор. Полярність напруги на його клеммах змінюється на протилежну (вказана без дужок). Для того, щоб кінетична енергія навантаження двигуна не втрачалась, перетворювач переводять у режим інвертора, веденого мережею, збільшуючи кут

керування до $\alpha > 90^\circ$. Наприклад, у момент $v = \alpha$ відкривається тиристор $VS1$ (рис. 3.18).

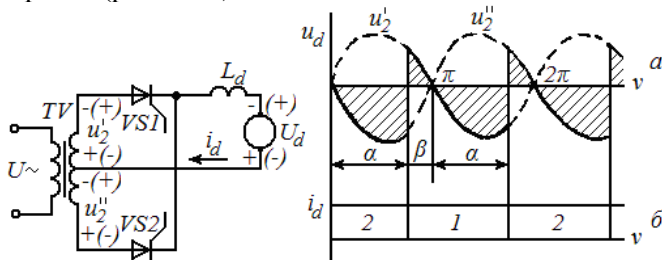


Рис. 3.17

Рис. 3.18

При цьому тиристор $VS2$, який працював раніше, закривається і струм навантаження i_d переходить у вторинну обмотку u_2' . Починаючи з моменту часу $v = \pi$, полярність напруги u_2' буде такою, як вказано без дужок. Струм навантаження не змінює свого напрямку. Отже, в інтервалі $\pi \dots \pi + \alpha$ струм протікає назустріч напрузі u_2' . При цьому енергія від двигуна постійного струму через трансформатор TV передається у мережу змінного струму. Аналогічно працює тиристор $VS2$.

Таким чином, роль тиристорів при інвертуванні струму зводиться до ролі ключів, які по чергово замикають коло джерела постійного струму на одну із вторинних обмоток, а саме на ту, де напруга негативна. Дросель L_d забезпечує режим безперервного протікання струму в колі навантаження. Для нормальної роботи схеми кут керування α повинен бути менше π . Це необхідно для того, щоб тиристор, який працював до цього, встигнув відновити свої вентиляльні властивості (на інтервалі $\alpha \dots \pi$ до тиристора, який закрився, буде прикладена зворотна напруга). Крім того, черговий тиристор може бути ввімкнений тоді, коли між анодом і катодом прикладена позитивна напруга. Ця умова також виконується тільки при кутах керування $\alpha < \pi$. Таким чином, тиристори повинні вмикатися з деяким випередженням відносно моменту зміни полярності напруги мережі. Кут $\beta = \pi - \alpha$ називається кутом випередження. Якщо потужність перетворювача досить велика, помітний час триватиме інтервал комутації вентилів γ . У цьому разі кут випередження повинен бути достатнім, щоб відбулася

комутація і тиристор, який вимкнувся, відновив свої вентиляльні властивості:

$$\beta \geq \gamma + \omega t_q,$$

де t_q – час вимкнення тиристора.

Якщо ця умова не буде виконана, у момент $v = \pi$ тиристор VS2 не встигне відновити вентиляльні властивості. При $v = \pi$ на ньому з'являється позитивна напруга і він повторно вмикається, а тиристор VS1 – вимикається. До навантаження буде прикладена позитивна напруга (полярність вказана у дужках). При цьому струм навантаження зростатиме й процес інвертування зривається. Такий режим є аварійним і називається перевертанням інвертора.

Таким чином, крім того, що мережа змінного струму є навантаженням перетворювача, вона одночасно виконує функцію комутації (вимикання) тиристорів. При цьому частота роботи перетворювача визначається частотою мережі. Тому розглянуті інвертори називаються інверторами, веденими мережею. Ці інвертори побудовані на керованих вентилях (тиристорах), оскільки більшу частину неробочого інтервалу до вентилів прикладена пряма напруга. Аналогічний принцип роботи і багатофазних інверторів, ведених мережею.

3.3. Регулятори змінної напруги

Якщо послідовно з навантаженням, яке живиться від мережі змінного струму, ввімкнути який-небудь ключ змінного струму і забезпечити відповідне керування, одержимо регулятор змінної напруги. Такі регулятори дозволяють регулювати діюче значення напруги па навантаженні. Одним із способів регулювання змінної напруги є фазове регулювання, при якому змінюється час замкненого стану ключа змінного струму в межах напівперіоду напруги мережі живлення.

Фазові регулятори. Фазове регулювання змінної напруги здійснюється трьома способами:

1) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимикання його у момент природного вимкнення (рис. 3.19, а);

2) вмиканням силового ключа у момент природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис. 3.19, б);

3) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис. 3.19, в).

Характерною особливістю усіх способів фазового регулювання змінної напруги є те, що частота змінної напруги на навантаженні u_d збігається з частотою напруги мережі живлення $u_{мер}$.

Найпростіший перший спосіб регулювання (рис. 3.19, а) з вмиканням ключа в момент природного вимкнення. Для його реалізації можна використовувати ключі змінного струму на базі тиристорів або симісторів, природне вимкнення яких відбувається при зміні полярності прикладеної напруги.

Для реалізації двох інших способів треба використовувати повністю керовані ключі змінного струму на базі транзисторів або двоопераційних тиристорів. При використанні звичайних тиристорів необхідні вузли примусової комутації.

Залежність діючого значення напруги на навантаженні U_d від кута керування $\alpha(\beta)$ називається регулювальною характеристикою. На рис. 3.20 наведені графіки регулювальних характеристик для трьох способів регулювання у відносних одиницях. Для третього способу регулювання припускається, що кут запізнення α дорівнює куту випередження β .

При фазовому методі регулювання форма струму, який споживається від мережі, відрізняється від синусоїдальної. Змінний несинусоїдальний струм можна подати у вигляді суми гармонічних складових. У навантаження корисна (активна) потужність передається тільки першою гармонікою струму. Вищі гармоніки при цьому не беруть участі. За їх рахунок відбувається лише марний обмін енергією між мережею і навантаженням.

Для оцінки ступеня спотворення струму, який споживається від мережі, вводять такий параметр, як коефіцієнт спотворень ν , що дорівнює відношенню діючого значення першої гармоніки до діючого значення струму, який споживається від мережі

$$v = \frac{I_{(1)}}{I}.$$

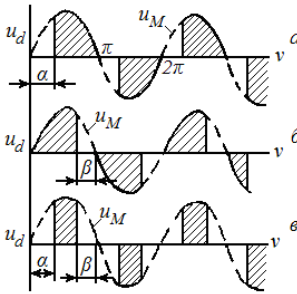


Рис. 3.19

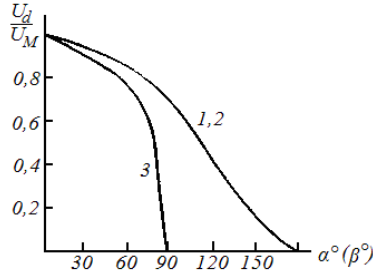


Рис. 3.20

Якщо перша гармоніка струму, що споживається від мережі $I_{(1)}$, має фазовий зсув $\varphi_{(1)}$ відносно напруги живлення, активна потужність, яка споживається від мережі, дорівнюватиме

$$P = UI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}.$$

Очевидно, що повна (уявна) потужність, яка споживається із мережі $S = UI$, у даному випадку буде більшою, ніж активна (корисна) потужність P , що виділяється у навантаженні. Для оцінки ефективності споживання активної потужності із мережі даним навантаженням вводять такий параметр, як коефіцієнт потужності, що дорівнює відношенню активної потужності до повної:

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

З урахуванням введених вище позначень,

$$\chi = \frac{UI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}}{UI} = v \cos \varphi_{(1)}.$$

Таким чином, чим більший ступінь спотворення струму, який споживається із мережі, і чим більший фазовий зсув першої гармоніки струму відносно напруги живлення, тим менший коефіцієнт потужності χ . Незалежно від того, яка активна потужність P споживається від мережі, установлена потужність обладнання (трансформатори, товщина провідників, міцність ізоляції) визначається повною потужністю S , яка

споживається від мережі. Отже, для ефективнішого використання устаткування, а також енергії, яка споживається від мережі, треба підвищувати коефіцієнт потужності споживачів ($\chi \rightarrow 1$). Якщо порівняти коефіцієнт потужності для трьох способів фазового регулювання (рис. 3.19), то виявиться, що незалежно від способу він дорівнює відношенню діючого значення напруги на навантаженні U_d до діючого значення напруги мережі $U_{мер}$

$$\chi = \frac{U_d}{U_{мер}}$$

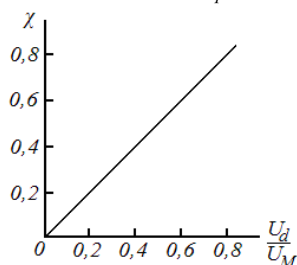


Рис. 3.21

Таким чином, навіть для третього способу фазового регулювання (рис. 3.19, в) у випадку, коли $\alpha = \beta$ і $\cos \varphi_{(1)} = 1$, коефіцієнт потужності має те саме значення, що й для інших способів. Це пов'язано з тим, що третій спосіб регулювання характеризується більшими спотвореннями струму, який споживається від мережі. Графік залежності коефіцієнта потужності фазового регулятора від відносного значення діючої напруги на навантаженні, поданий на рис. 3.21.

Фазоступінчасте регулювання змінної напруги. Широко відомий спосіб ступінчастого регулювання змінної напруги за допомогою трансформатора з відпайками і групи перемикачів. Під'єднуючи навантаження до різних відпайок вторинної обмотки трансформатора, можна змінювати діюче значення напруги на навантаженні. Перевага такого способу регулювання полягає у відсутності спотворень напруги і струму у навантаженні.

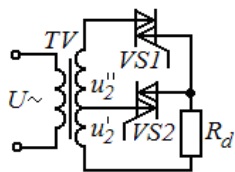


Рис. 3.22

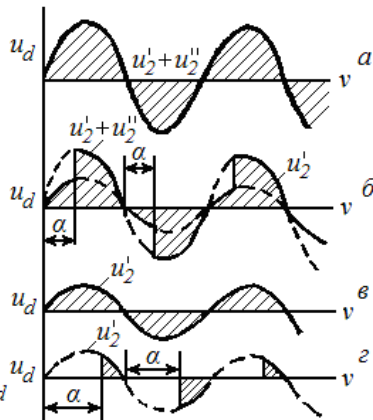


Рис. 3.23

Недоліком є дискретність регулювання. Для одержання більшої кількості рівнів регулювання необхідно збільшувати кількість відпайок у трансформаторі, а також кількість перемикачів. Якщо як перемикачі використовувати керовані ключі змінного струму, ступінчастий спосіб регулювання можна поєднати з фазовим. Фазоступінчастий спосіб регулювання полягає в тому, що за допомогою ключів змінного струму (наприклад, симісторів) навантаження під'єднується до відповідної відпайки трансформатора в момент проходження напруги мережі через нуль. Потім з деяким запізненням на кут керування α навантаження під'єднується до іншої відпайки, яка перебуває під більш високою напругою. Змінюючи кут керування α , можна забезпечити плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні в межах кожного ступеня. На рис. 3.22 подано схему, яка забезпечує двоступінчасте фазове регулювання змінної напруги. На рис. 3.23 показана форма напруги на навантаженні у різних режимах роботи. При вмиканні симістора $VS1$ у момент проходження напруги мережі через нуль одержуємо максимальну напругу на навантаженні $U_d = U_2' + U_2''$ (рис. 3.23, а). Якщо в момент проходження напруги мережі через нуль вмикати симістор $VS2$, а потім із запізненням на кут керування α симістор $VS1$, забезпечується плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні у діапазоні від U_2' до $U_2' + U_2''$ (рис. 3.23, б, в). Якщо у момент

проходження через нуль напруги мережі симістори не вмикати, а потім із затримкою на кут керування α ввімкнути симістор VS2, матимемо змогу регулювати діюче значення напруги на навантаженні від 0 до U_2 " (рис. 3.23, в, г).

Фазоступінчастий метод регулювання, на відміну від ступінчастого, дозволяє плавно регулювати діюче значення напруги на навантаженні у широкому діапазоні і порівняно з фазовим методом регулювання він забезпечує менші спотворення напруги і струму у навантаженні. Внаслідок цього підвищується коефіцієнт потужності. Недоліком фазоступінчастого методу регулювання є складніша конструкція трансформатора, а також необхідність застосовувати велику кількість керованих ключів і ускладнення системи керування. Зазначені переваги і недоліки визначають можливі галузі застосування подібних регуляторів.

3.4. Безпосередні перетворювачі частоти

Перетворювачі частоти призначені для перетворення енергії змінного струму однієї частоти в змінний струм іншої частоти. У безпосередніх перетворювачах частоти вихідна напруга формується з відрізків синусоїд вхідної напруги за рахунок відповідного алгоритму роботи силових керованих ключів. Ці ключі встановлені між мережею живлення і навантаженням і через них безпосередньо зв'язані навантаження і мережа живлення. Залежно від того, який тип силових керованих ключів використовується, безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ) ділять на два класи:

- 1) БПЧ з природною комутацією;
- 2) БПЧ з штучною комутацією.

У БПЧ з природною комутацією керовані ключі побудовані на базі тиристорів або симісторів, які працюють у режимі з природною комутацією. Такі перетворювачі дозволяють одержати частоту змінного струму на навантаженні f_d , яка не перевищує частоти мережі живлення $f_{мер}$ ($f_d < f_{мер}$).

У БПЧ з штучною комутацією керовані ключі побудовані на базі повністю керованих приладів (транзисторів або двоопераційних тиристорів). Якщо ж використовуються одноопераційні тиристири, необхідно мати вузли примусової

комутації. БПЧ з штучною комутацією дозволяють одержати на навантаженні частоту змінного струму як більшу, так і меншу за частоту мережі живлення ($f_d \ll f_{мер}$). Залежно від числа фаз мережі живлення і навантаження БПЧ ділять на: а) однофазно-однофазні; б) трифазно-однофазні; в) трифазно-трифазні і т. д.

На рис. 3.24 подано функціональну схему однофазно-однофазного, а на рис. 3.25 – трифазно-однофазного БПЧ. Форма вихідної напруги на навантаженні, а також її частота залежать від алгоритму роботи керованих ключів S . На рис. 3.26 наведено можливу форму вихідної напруги u_d однофазно-однофазного БПЧ. Алгоритм роботи керованих ключів поданий на рис. 3.26, б. Вихідна напруга трифазно-однофазного БПЧ показана на рис. 3.27, а, алгоритм роботи керованих ключів – на рис. 3.27, б. Змінюючи кути вмикання керованих ключів, а також тривалість їх замкненого стану, можна регулювати як частоту одержуваної змінної напруги, так і її діюче значення.

Безпосередні перетворювачі частоти з трифазним виходом побудовані на основі трьох однофазних, аналогічних розглянутим. Необхідний фазовий зсув 120 ел. град, між фазами вихідної напруги забезпечують за допомогою відповідної побудови системи керування.

Оскільки крива вихідної напруги БПЧ формується з ділянок синусоїд напруги живлення, в ній міститься широкий спектр вищих гармонік. Крім того, у зв'язку з тим, що вихідна частота БПЧ з природною комутацією менша за частоту мережі живлення, у вихідній напрузі містяться також гармоніки, частота яких менша за частоту вихідної напруги (субгармоніки).

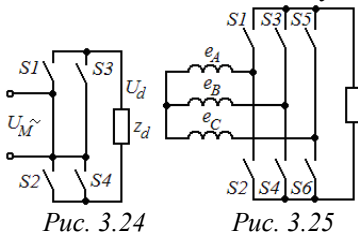


Рис. 3.24

Рис. 3.25

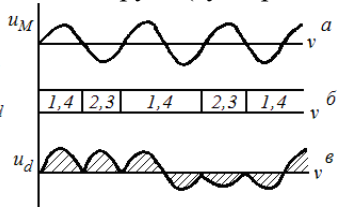


Рис. 3.26

При певному співвідношенні частот мережі живлення і вихідної напруги струм, який споживається із мережі, матиме сталу складову. Усе це необхідно враховувати при проектуванні силового обладнання безпосередніх перетворювачів частоти.

Іншим недоліком БПЧ з природною комутацією є невисокий коефіцієнт потужності χ , який залежить не тільки від $\cos\varphi$ навантаження, але й від діапазону регулювання вихідної напруги. Вищий коефіцієнт потужності мають БПЧ з штучною комутацією, в яких керовані ключі можуть бути вимкнені у будь-які моменти часу. Безпосередні перетворювачі частоти дозволяють одержати на навантаженні вихідну напругу з регульованою частотою. Нижня межа регулювання частоти близька до нуля, а верхня межа БПЧ першого класу $f_w/f_d \geq 2$. При $f_w/f_d < 2$ крива вихідної напруги буде дуже спотвореною. Отже, для промислової мережі змінного струму, частота якого 50 Гц , діапазон регулювання частоти вихідної напруги становить $0 \dots 20 - 25 \text{ Гц}$. Для збільшення верхньої межі регулювання частоти БПЧ з природною комутацією доцільно жити від мережі з підвищеною частотою. Так, при частоті, напруги мережі живлення 400 Гц діапазон регулювання частоти змінної напруги на навантаженні становить $0 \dots 150 - 180 \text{ Гц}$.

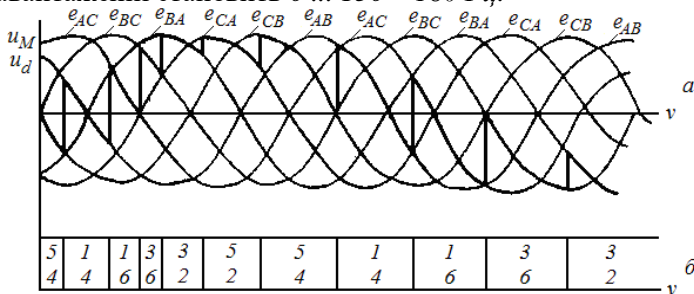


Рис. 3.27

Безпосередні перетворювачі частоти використовують для живлення двигунів змінного струму в електроприводі, а також для живлення потужних електротермічних і електротехнологічних установок.

3.5. Системи керування перетворювачів, введених мережею

Для забезпечення роботи силової частини перетворювального пристрою необхідно у відповідності із заданим алгоритмом роботи забезпечити формування сигналів керування і подачу їх на керуючі електроди вентилів силового

кола. Цю функцію виконує система керування перетворювача. Незважаючи на те, що перетворювачі, ведені мережею, мають різне функціональне призначення (керовані випрямлячі, ведені мережею інвертори, фазові регулятори, безпосередні перетворювачі частоти), принцип будови їх систем керування значною мірою аналогічний, що зумовлено такими факторами:

1. Задавальним генератором системи керування є мережа живлення змінного струму.

2. Керуюча дія на силову схему полягає у затримці моменту відкривання силових ключів відносно моменту їх природного відкривання (фазовий зсув імпульсів керування відносно напруги мережі живлення).

3. Як правило, використовується природне вимикання силових ключів (тиристорів). У зв'язку з цим нема необхідності формувати спеціальні імпульси для вимкнення силових ключів.

4. З цієї ж причини тривалість імпульсів керування, як правило, значно менша за тривалість замкненого стану силових ключів. За рахунок цього зростає економічність системи керування і спрощується реалізація її вихідних каскадів.

Структурна схема системи керування перетворювачів, ведених мережею, у загальному випадку має вигляд, наведений на рис. 3.28.

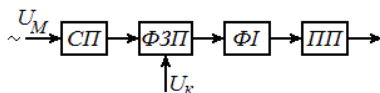


Рис. 3.28

Змінна напруга u_m , частота якої дорівнює частоті напруги мережі живлення, подається на синхронізуючий пристрій (СП), який формує опорну напругу відповідної форми, синхронізовану з мережею живлення. Ця напруга подається на один із входів фазозміщуючого пристрою (ФЗП). На інший вхід цього пристрою подається керуюча напруга U_k . На виході ФЗП формується сигнал, фазовий зсув якого відносно напруги живлячої мережі залежить від величини сигналу керування U_k . Формувач імпульсів ФІ забезпечує одержання імпульсів керування необхідної форми і тривалості. Сформовані імпульси керування подаються на підсилювач потужності (ПП). Після підсилення вони надходять на керуючі електроди силових

ключів перетворювача. Таким чином, система керування виконує часто інформаційні функції:

а) перетворення керуючого сигналу у тривалість імпульсу (формування фазового зсуву);

б) формування параметрів одержаного сигналу (форми, амплітуди, тривалості імпульсу), необхідних для оптимального керування силовими ключами.

Підсилювач потужності ПП забезпечує підсилення потужності імпульсів керування до значень, достатніх для надійного вмикання силових напівпровідникових приладів, а також електричну розв'язку силової частини і системи керування. Крім вказаних функцій, система керування може також виконувати і деякі інші: вмикання і вимикання перетворювача, захист від аварійних режимів, формування перехідного процесу та ін. Ці функції також є інформаційними, оскільки зводяться до визначення моментів часу, в які треба подавати імпульси керування (під час вмикання і плавного запуску), або моментів припинення подавання імпульсів (під час вимикання або спрацьовування захисту). У зв'язку з вищесказаним, системи керування будуються на основі пристроїв інформаційної електроніки, найчастіше на базі інтегральних схем. Існує велика кількість різних типів систем керування, призначених для конкретних перетворювачів.

Розділ 4. Фільтруючі та стабілізуючі пристрої

4.1. Згладжувальні фільтри

Напряга на виході випрямлячів пульсуюча, а для нормальної роботи більшості споживачів постійного струму постійна напруга повинна мати малі пульсації. Найжорсткіші вимоги ставляться до напруги для електроживлення радіоелектронної апаратури. Змінна складова напруги живлення має бути у багато разів меншою, ніж корисний сигнал, який обробляє схема електронного пристрою. Інакше ця складова впливатиме на корисний сигнал і порушуватиме нормальну роботу пристрою. Тому практично завжди між випрямлячем і навантаженням ставлять згладжувальний фільтр для згладжування пульсації випрямленої напруги. Фільтри дозволяють зменшити пульсації напруги на навантаженні до допустимої величини. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги характеризує відносний вміст змінної складової у випрямленій напрузі. У загальному випадку він залежить від схеми випрямляча і числа фаз мережі живлення і може бути розрахований за таким виразом:

$$k_{\Pi} = \frac{U_{\approx m}}{U_{dc}} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

де $U_{\approx m}$ – амплітуда першої гармоніки пульсації (змінна складова); U_{dc} – середнє значення випрямленої напруги (постійна складова); m – кратність пульсацій випрямленої напруги.

На виході фільтра коефіцієнт пульсацій стає значно меншим, ніж на його вході. Для оцінки згладжувальної дії фільтра вводять такий параметр, як коефіцієнт згладжування

$$k_{згл} = \frac{k_{н.вх}}{k_{н.вих}},$$

який показує, у скільки разів зменшується коефіцієнт пульсацій на виході фільтра $k_{н.вих}$ порівняно з коефіцієнтом пульсацій на його вході $k_{н.вх}$. Якщо розкрити поданий вище вираз, одержимо ще два параметри, які характеризують згладжувальні фільтри:

$$k_{згл} = \frac{k_{н.вх}}{k_{н.вих}} = \frac{U_{\approx вх}}{U_{дсв}} \Big/ \frac{U_{\approx вих}}{U_{дсв}} = \frac{U_{\approx вх}}{U_{\approx вих}} \cdot \frac{U_{дсв}}{U_{дсв}} = k_{\phi} \times \lambda.$$

Параметр $k_\phi = \frac{U_{\approx ex}}{U_{\approx ex}}$ називається коефіцієнтом фільтрації і

показує, у скільки разів зменшується змінна складова напруги на виході фільтра $U_{\approx ex}$ порівняно із змінною складовою напруги на його вході $U_{\approx ex}$. Параметр $\lambda = U_{dex} / U_{dex}$ називається коефіцієнтом передачі постійної складової і показує, яка частина постійної складової вхідної напруги U_{dex} надходить на вихід фільтра U_{dex} . Якщо фільтр побудований на реактивних елементах (індуктивностях і ємностях), $U_{dex} \approx U_{dex}$ і $\lambda \approx 1$. Отже, для таких фільтрів $k_{зл} \approx k_\phi$. Коефіцієнт передачі λ характеризує коефіцієнт корисної дії фільтра. ККД підвищується, коли $\lambda \rightarrow 1$. Згладжувальні фільтри повинні мати необхідний коефіцієнт згладжування, високий ККД і задовольняти такі вимоги: 1) невеликі габарити, вага і вартість; 2) висока надійність; 3) не вносити у роботу навантаження помітних спотворень; 4) відсутність різких змін струму і перенапруги при перехідних процесах.

Найширше застосування знайшли згладжувальні фільтри, побудовані на реактивних елементах.

4.1.1. Згладжувальні фільтри на реактивних елементах (пасивні фільтри)

У таких фільтрах використовується властивість реактивних елементів накопичувати електромагнітну енергію, коли її надлишок, і повертати накопичену енергію, коли її не вистачає.

Індуктивний фільтр. Фактично, це дросель, який вмикають послідовно з навантаженням (рис. 4.1). Пульсуючу напругу па виході випрямляча можна подати як суму постійної і змінної складових. Завданням фільтра є передавання у навантаження (по можливості без втрат) постійної складової і затримування змінної складової випрямленої напруги. Оскільки активний опір дроселя L для постійного струму $r \rightarrow 0$, постійна складова випрямленої напруги практично повністю передається у навантаження R_d . Опір дроселя для змінного струму $x_L = \omega L$, де $\omega = 2\pi f_n$, f_n – частота пульсацій випрямленої напруги. Для затримування дроселем змінної складової випрямленої напруги необхідно, щоб виконувалась умова $x_L \gg R_d$. На виході

випрямляча частота першої гармоніки пульсації, яка має максимальну амплітуду, дорівнює $m\omega_m$, де m – кратність пульсації випрямленої напруги. Отже, індуктивність дроселя фільтра треба вибирати за умовою $m\omega_m L \gg R_d$. У багатьох практичних випадках достатнім є виконання умови $L > 5R_d / m\omega_m$. З цього виразу можна зробити висновок, що індуктивний фільтр краще використовувати при великих струмах у навантаженні (малих R_d). У цьому разі дросель має меншу індуктивність.

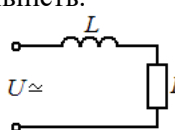


Рис. 4.1

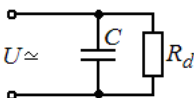


Рис. 4.2

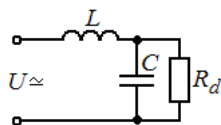


Рис. 4.3

Треба відзначити, що згладжувальна дія індуктивності пов'язана з її здатністю накопичувати енергію, а потім віддавати її у навантаження. Оскільки енергія, яка накопичується в індуктивності, $W_L = LI^2 / 2$, можна зробити висновок, що індуктивний фільтр використовується більш ефективно при великих струмах у навантаженні.

Ємнісний фільтр. У ємнісному фільтрі, де конденсатор C з'єднаний паралельно з навантаженням R_d (рис. 4. 2), повинна виконуватися умова $x_c = \frac{1}{m\omega_m C} \ll R_d$. Тоді змінна складова

випрямленого струму протікатиме не через навантаження R_d , а через конденсатор C . Постійна складова цього струму замикатиметься через навантаження R_d , оскільки конденсатор не пропускає постійного струму. Для вибору ємності фільтра часто буває достатнім виконання умови

$$\frac{1}{m\omega_m C} < \frac{R_d}{5} \text{ або } C = \frac{5}{m\omega_m R_d}.$$

Ємнісний фільтр найчастіше використовують при малих струмах у навантаженні (великий опір R_d). У цьому разі необхідна менша ємність конденсатора C . Енергія, яка накопичується в конденсаторі, дорівнює $W_C = CU^2/2$. Отже, ємнісний фільтр ефективніший при підвищених значеннях випрямленої напруги.

Індуктивно-ємнісний фільтр (Г-подібний LC-фільтр). Г-подібний LC-фільтр (рис. 4.3) поєднує в собі перевагу індуктивного і ємнісного фільтрів. Він має добрі згладжувальні властивості і може працювати у широкому діапазоні зміни струму навантаження. Дросель L і конденсатор C вибирають за тими самими умовами, що і в розглянутих вище фільтрах. Тому в LC-фільтрі повинна, як мінімум, виконуватися умова

$$x_L \geq 25x_C.$$

При цьому практично вся змінна складова випрямленої напруги спадатиме на дроселі фільтра L .

Г-подібний RC-фільтр. У випрямлячах малої потужності часто замість дроселя L ставлять резистор R_ϕ (рис. 4.4). Це дозволяє значно зменшити габарити фільтра і його вартість. Однак у такому фільтрі на резисторі R_ϕ , крім змінної складової випрямленої напруги, буде також спадати частина постійної складової випрямленої напруги.

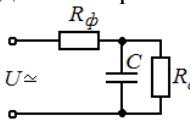


Рис. 4.4

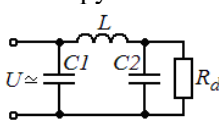


Рис. 4.5

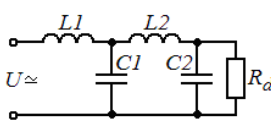


Рис. 4.6

Тому коефіцієнт передачі таких фільтрів $\lambda = U_{d\text{вих}} / U_{d\text{вх}} < 1$ і ККД у них нижчий.

Багатоланкові фільтри. Розглянуті вище фільтри називають простими. Для одержання дуже великих значень коефіцієнта згладжування використовують багатоланкові згладжувальні фільтри, які є послідовним з'єднанням кількох простих фільтрів. В П-подібному фільтрі (рис. 4.5) послідовно з'єднані ємнісний фільтр $C1$ і Г-подібний фільтр $LC2$. Дволанковий Г-подібний фільтр є послідовним з'єднанням двох Г-подібних фільтрів $L1C1$ і $L2C2$ (рис. 4.6). Коефіцієнт згладжування багатоланкового фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування простих фільтрів, з яких він складається.

Згладжувальні фільтри суттєво впливають на процеси, які відбуваються в перетворювачах. Якщо першим реактивним елементом фільтра, вміщеного між випрямлячем і навантаженням, є конденсатор (рис. 4.2, 4.4, 4.5), то загальний

характер навантаження випрямляча активно-ємнісний, а якщо дросель (рис. 4.1, 4.3, 4.6), то навантаження активно-індуктивне. Від цього залежить методика розрахунку випрямляча.

4.1.2. Згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах (активні фільтри)

Згладжувальні фільтри на реактивних елементах мають широке застосування, проте їх недоліком вважають інтенсивні перехідні процеси, які суттєво впливають на режим роботи джерела живлення і навантаження. Дроселі згладжувальних фільтрів мають великі габарити і масу. Індуктивність дроселів залежить від струму в навантаженні. Отже, із зміною струму в навантаженні змінюється коефіцієнт згладжування фільтра. Під час роботи дроселя у навколишньому просторі виникає магнітне поле, яке створює завади для пристроїв, які живляться від випрямляча.

Багатьох таких недоліків позбавлені згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах. Розглядаючи вихідні характеристики транзистора (рис. 4.7), можна помітити, що під час роботи в активному режимі транзистор відповідає вимогам, які ставляться до елементів фільтра, з'єднаного послідовно з навантаженням. Справді, якщо вибрати робочу точку O поблизу перегину характеристики, то опір транзистора постійному струму $r = U_0/I_0$ буде значно менший за опір транзистора змінному струму $r_{\sim} = \Delta U/\Delta I$.

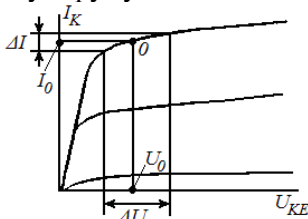


Рис. 4.7

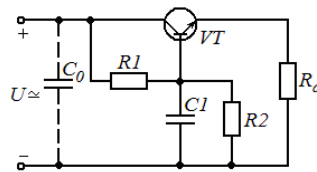


Рис. 4.8

Існує багато різних типів транзисторних згладжувальних фільтрів, які відрізняються способом під'єднання транзистора відносно навантаження. У цих фільтрах по-різному використовуються підсилювальні властивості транзистора. Найпростішу схему транзисторного згладжувального фільтра,

що має широке застосування, подано на рис. 4.8. Такий фільтр фактично є емітерним повторювачем на транзисторі VT . На вхід емітерного повторювача подається напруга, згладжена за допомогою RC -фільтра ($R1, C1$). Відомо, що хороша фільтрація і досить високий ККД у RC -фільтрів тільки тоді, коли його навантаження має великий опір. У схемі рис. 4.8 навантаженням RC -фільтра є досить великий вхідний опір емітерного повторювача. У навантаженні можна забезпечити протікання досить великих струмів, якщо ввімкнути його на виході емітерного повторювача, опір якого невеликий. Пульсація напруги на навантаженні буде практично такою ж, як і на конденсаторі $C1$, оскільки коефіцієнт підсилення напруги емітерного повторювача $K_{nU} \approx 1$. Таким чином, у схемі використовується здатність транзистора підсилювати струм. Пульсації згладжуються за допомогою RC -фільтра, а транзистор VT є елементом узгодження високоомного RC -фільтра і низькоомного навантаження. Резистор $R2$ призначений для вибору робочої точки на вихідній характеристиці транзистора VT . Як правило, його опір значно менший, ніж вхідний опір транзистора. Тому, розраховуючи RC -фільтр, можна вважати, що його навантаженням є резистор $R2$. Для зменшення габаритів і маси RC -фільтра треба збільшувати вхідний опір емітерного повторювача. Цього можна досягти, вибравши транзистор VT з більш високим значенням коефіцієнта передачі базового струму β або використавши складений транзистор (з двох або трьох транзисторів), коефіцієнт передачі базового струму якого дорівнює добутку коефіцієнтів передачі окремих транзисторів. Підвищити коефіцієнт згладжування активних фільтрів можна також за допомогою операційних підсилювачів.

Активні згладжувальні фільтри використовують у тих випадках, коли треба одержати хороше згладжування пульсацій при невеликих габаритах фільтра і відсутності полів розсіювання. Однак при цьому треба пам'ятати, що ККД таких фільтрів менший, ніж у LC -фільтрів. Це пов'язано з тим, що згладжувальна дія індуктивності у LC -фільтрі ґрунтується на її здатності накопичувати енергію, а потім віддавати у навантаження. Транзистор не має такої властивості, а є лише керованим активним опором. Тому, коли пульсації напруги на

вході фільтра дуже великі, їх доцільно попередньо зменшити за допомогою фільтра на реактивних елементах (наприклад, ємнісного фільтра C_0 на рис. 4.8).

4.2. Стабілізатори

Напруга на виході пристроїв електроживлення може змінюватися у досить широких межах під дією різних дестабілізуючих факторів. Головними з них є: 1) коливання рівня напруги у мережі живлення; 2) зміни струму навантаження; 3) зміна умов навколишнього середовища, насамперед температури.

Відношення зміни напруги ΔU до її номінального значення U називається нестабільністю напруги $\sigma_U = \Delta U/U$. Для живлення багатьох споживачів потрібна напруга, яка має невелику нестабільність. Тому часто між випрямлячем і навантаженням (споживачем) ставлять пристрій, який автоматично підтримує сталу напругу на навантаженні. Такий пристрій називається стабілізатором напруги. Він характеризується такими параметрами: коефіцієнт стабілізації – відношення нестабільності напруги на вході стабілізатора до нестабільності на його виході:

$$k_{ст} = \frac{\sigma_{U_{вх}}}{\sigma_{U_{вих}}} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх.ном}} \bigg/ \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих.ном}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вих}} \cdot \frac{U_{вих.ном}}{U_{вх.ном}}.$$

Внутрішній (вихідний) опір – це відношення зміни вихідної напруги $\Delta U_{вих}$ до зміни струму навантаження ΔI_d , яка спричинила зміну напруги:

$$r_i = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_d}.$$

Температурний коефіцієнт напруги (ТКН) – це відношення зміни вихідної напруги $\Delta U_{вих}$ до зміни температури навколишнього середовища Δt° , яка спричинила зміну напруги

$$TKH = \gamma = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta t^\circ}.$$

За принципом дії стабілізатори поділяють на параметричні та компенсаційні.

4.2.1. Параметричні стабілізатори

Принцип дії параметричних стабілізаторів ґрунтується на використанні приладів, які мають нелінійні вольт-амперні характеристики. Для побудови параметричних стабілізаторів напруги широко використовуються кремнієві стабілітрони.

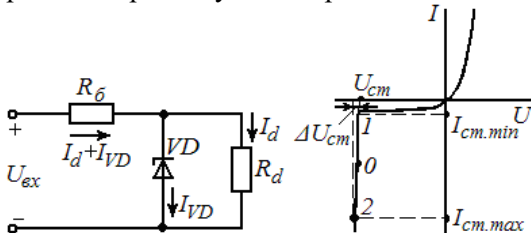


Рис. 4.9

Рис. 4.10

Схему найпростішого параметричного стабілізатора напруги подано на рис. 4.9. Робочу точку 0 вибирають між точками $1 \dots 2$ на вольт-амперній характеристиці стабілітрона (рис. 4.10). На цій ділянці при зміні струму через стабілітрон від $I_{cm.min}$ до $I_{cm.max}$ напруга на ньому мало змінюється на ΔU_{cm} . Оскільки навантаження R_d з'єднане паралельно із стабілітроном VD , напруга на ньому також буде практично постійною. При збільшенні вхідної напруги U_{ex} зростає струм, який протікає через баластний резистор R_b . Цей струм, згідно з першим законом Кірхгофа, дорівнює сумі струмів стабілітрона і навантаження. Оскільки напруга на стабілітроні, а отже, і на навантаженні R_d практично не змінюється, струм навантаження I_d залишається сталим. Отже, практично весь приріст струму баластного резистора проходить через стабілітрон VD . При цьому робоча точка стабілітрона 0 зміщуватиметься донизу. Таким чином, майже всі зміни вхідної напруги у цій схемі будуть виділятися на баластному резисторі R_b .

Якщо напруга на вході стабілізатора U_{ex} стала, струм через баластний резистор R_b також буде сталим: $I_{R_b} = I_{VD} + I_d = const$. Якщо струм навантаження збільшиться на ΔI_d , струм через стабілітрон зменшиться так само: $\Delta I_{VD} = -\Delta I_d$. При цьому робоча точка 0 зміститься вгору, а вихідна напруга практично не зміниться. Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора

$$k_{cm} = \frac{R_6}{r_D} \cdot \frac{U_{cm}}{U_{ex}}$$

де r_D – диференційний опір стабілітрона ($r_D = \Delta U_{cm} / (I_{cm,max} - I_{cm,min})$). Вихідний (внутрішній) опір параметричного стабілізатора

$$r_i = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} = r_D \cdot$$

При використанні узгоджувального емітерного повторювача на транзисторі VT (рис. 4.11) вихідний опір параметричного стабілізатора може бути зменшений у β разів, де β – коефіцієнт передачі базового струму транзистора VT .

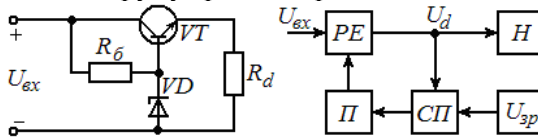


Рис. 4.11

Рис. 4.12

Параметричні стабілізатори найчастіше використовують для живлення малопотужних навантажень. Головна їх перевага – проста схема. Недоліки: 1) неможливо регулювати вихідну напругу U_d на навантаженні; 2) невисокий коефіцієнт стабілізації (одиниці, десятки).

4.2.2. Компенсаційні стабілізатори

Компенсаційні стабілізатори працюють як замкнена система автоматичного регулювання із зворотним зв'язком. Структурну схему компенсаційного стабілізатора напруги подано на рис. 4.12. Вхідна напруга U_{ex} через регулюючий елемент (РЕ) подається на вихід для живлення навантаження (Н). Одночасно вихідна напруга U_d (або її частина) подається на схему порівняння (СП), де вона порівнюється із сталою зразковою напругою $U_{сп}$. На виході схеми порівняння СП формується сигнал помилки, який залежить від розбіжності між вихідною і зразковою напругами. Цей сигнал підсилюється підсилювачем (П) і діє на регулюючий елемент таким чином, щоб вихідна напруга стабілізатора підтримувалася сталою.

Розглянута структурна схема відображує роботу стабілізатора напруги з безперервним регулюванням. У таких

стабілізаторах регулюючий елемент РЕ працює в режимі керованого змінного опору. Під дією підсиленого сигналу помилки опір регулюючого елемента РЕ змінюється так, щоб вихідна напруга U_d залишалася сталою. На регулюючому елементі РЕ виділяється напруга, яка дорівнює різниці вхідної і вихідної напруг. Отже, потужність, яка виділяється па регулюючому елементі РЕ, пропорційна різниці напруг $U_{ex} - U_d$. Тому ККД стабілізаторів з безперервним регулюванням невисокий.

Як регулюючий елемент РЕ у таких стабілізаторах найчастіше використовують транзистори, які працюють у режимі керованого опору (в активному режимі). На рис. 4.13 подано схему найпростішого компенсаційного стабілізатора напруги, побудованого на транзисторах. Транзистор $VT1$, ввімкнений послідовно з навантаженням, виконує функцію регулюючого елемента РЕ. Резистори $R3 \dots R5$ є подільником вихідної напруги, з якого сигнал, пропорційний вихідній напрузі U_d , подається на схему порівняння СП.

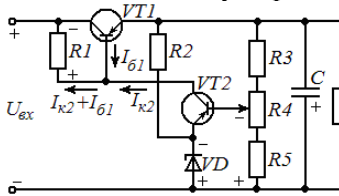


Рис. 4.13

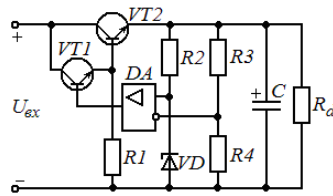


Рис. 4.14

Роль схеми порівняння відіграє перехід база-емітер транзистора $VT2$, на якому відбувається порівняння вихідної напруги із зразковою. Джерело зразкової напруги U_{zp} працює на параметричному стабілізаторі $R2$, VD . Транзистор $VT2$ одночасно підсилювачем сигналу помилки П. Навантаження цього підсилювача є резистор $R1$.

Із збільшенням напруги на вході схеми у перший момент часу напруга на виході U_d також починає зростати. При цьому збільшується спад напруги на нижньому плечі подільника $R3 \dots R5$ (полярність показана на рис. 4.13). Напруга на стабілітроні VD (і на емітері транзистора $VT2$) при цьому не змінюється. Отже, напруга база-емітер транзистора $VT2$ стає більш негативною. Транзистор $VT2$ більше відкривається і його

колекторний струм I_{K2} зростає. Протікаючи через резистор $R1$, цей струм збільшує спад напруги на резисторі (полярність показана на рис. 4.13.). Отже, потенціал бази транзистора $VT1$ стає більш позитивним, і транзистор призакривається. Його опір збільшується, що приводить до збільшення спаду напруги на ньому. В результаті практично вся зростаюча вхідна напруга виділятиметься на регулюючому транзисторі $VT1$, а вихідна напруга U_a майже не зміниться.

Коефіцієнт стабілізації компенсаційних стабілізаторів дуже залежить від коефіцієнта підсилення підсилювального елемента Π . Для підвищення коефіцієнта стабілізації підсилювач сигналу помилки Π часто виготовляють на основі інтегрального операційного підсилювача, який забезпечує високий коефіцієнт підсилення. Для одержання у навантаженні великих значень струму і зменшення вихідного опору стабілізатора регулюючий елемент PE будують на основі складеного транзистора $VT1, VT2$ (рис. 4.14). Операційний підсилювач у таких схемах живиться від вихідної або вхідної напруги стабілізатора.

Широке застосування знаходять мікроелектронні стабілізатори, виконані на інтегральних схемах, в яких передбачений захист від перевантажень. Якщо приєднати зовнішній резистивний подільник напруги, можна регулювати вихідну напругу стабілізатора у широких межах. Інтегральні стабілізатори широко використовуються для стабілізації напруги живлення безпосередньо на клеммах навантаження. При цьому стабілізатор розміщується на тій же платі, що й пристрій, який живиться від стабілізатора.

Перевагою компенсаційних стабілізаторів з безперервним регулюванням є висока якість стабілізованої напруги. Недолік – невисокий ККД (40 ... 60) %. Це пов'язано з тим, що регулюючий елемент працює в режимі керованого опору, на якому розсіюється надлишок вхідної потужності. Для полегшення її розсіювання регулюючий транзистор ставлять на радіатор. При цьому помітно зростають габарити і маса стабілізатора.

Розділ 5. Автономні перетворювачі

Автономні перетворювачі, як правило, живляться від джерела постійної напруги. У зв'язку з цим система керування таких перетворювачів повинна мати спеціальний задавальний генератор, який би забезпечував періодичний характер процесів у силових колах і навантаженні. До класу автономних належать деякі перетворювачі, які живляться від мережі змінного струму, якщо частота перемикання вентилів їхньої силової частини визначається незалежним задавальним генератором, не синхронізованим з мережею живлення. Існують автономні перетворювачі, система керування яких не містить задавального генератора.

У цьому випадку у перетворювачі повинні бути кола зворотного зв'язку, і частота перемикання вентилів визначається процесами у силовій частині і навантаженні. Такі автономні перетворювачі називаються автоколивальними. Автономні перетворювачі можна побудувати тільки на основі повністю керованих силових електронних ключів (транзистори, двоопераційні тиристри). Коли використовуються напівкеровані ключі (тиристри), необхідно мати вузли примусової комутації. Основними типами автономних перетворювачів є імпульсні перетворювачі напруги і автономні інвертори.

5.1. Імпульсні перетворювачі постійної напруги

Перетворювачі постійної напруги, призначені для її зміни, використовують для живлення навантаження постійною напругою U_d , яка відрізняється від напруги джерела живлення E . Дуже часто одночасно з перетворенням параметрів електричної енергії виникає необхідність регулювати або стабілізувати напругу чи струм у навантаженні.

Тому у багатьох випадках перетворювач одночасно виконує функцію регулювання і стабілізації напруги (струму) у навантаженні. Високий ККД у таких пристроях можна одержати тільки тоді, коли регулюючий елемент працює у режимі ключа. Тому в таких перетворювачах широко застосовуються імпульсні методи перетворення і регулювання постійної напруги. Імпульсні перетворювачі постійної напруги використовуються

для живлення обмоток збудження електричних машин, електромагнітних механізмів як регулятори напруги для живлення двигунів постійного струму, а також як джерела живлення пристроїв автоматики і радіоелектронної апаратури.

5.1.1. Принцип імпульсного регулювання

Принцип дії імпульсних регуляторів базується на використанні імпульсних методів регулювання напруги. При цьому регулюючий елемент працює у режимі ключа (рис. 5.1). Середнє значення напруги на навантаженні U_d регулюється зміною співвідношення між тривалостями замкнутого і розімкнутого стану ключа S . У цьому разі напруга на навантаженні U_d має форму прямокутних імпульсів (рис. 5.2).

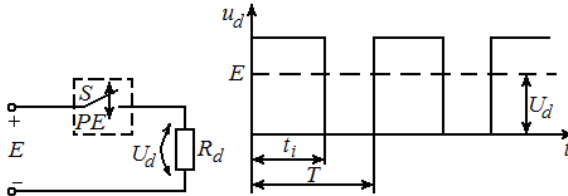


Рис. 5.1

Рис. 5.2

Середнє значення напруги на навантаженні визначається так:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} E dt = E \frac{t_i}{T},$$

де t_i – тривалість імпульсу напруги на навантаженні; T – період слідування імпульсів.

Напруга на навантаженні регулюється зміною параметрів імпульсної напруги. Найширше застосовують такі способи імпульсного регулювання:

1) широтно-імпульсне регулювання (ШІР) зміною тривалості (ширини) імпульсів t_i при сталому періоді їх слідування ($T = const$).

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma,$$

де $\gamma = t_i / T = (0 \dots 1)$ – коефіцієнт заповнення імпульсів, можна плавно змінювати від мінімального значення $U_d = 0$ (при $\gamma = 0$) до максимального значення $U_d = E$ (при $\gamma = 1$);

2) частотно-імпульсне регулювання (ЧІР) зміною частоти (періоду T) слідування імпульсів при незмінній тривалості імпульсу ($t_i = \text{const}$). Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{Et_i}{T} = Et_i f .$$

При цьому способі регулювання максимальне значення вихідної напруги U_d наближається до напруги джерела живлення E при максимальній частоті слідування імпульсів $1/t_i$. Мінімальне значення вихідної напруги U_d наближається до нуля при частоті слідування імпульсів $f \rightarrow 0$;

3) комбіноване регулювання одночасною зміною обох параметрів імпульсів t_i і T .

Як регулюючий елемент (ключ) використовуються транзистори або тиристори. Для потужностей понад 1 кВт застосовують тиристори, які вимикаються за допомогою вузла примусової комутації. Напряга на виході регулюючого елемента імпульсна. Для одержання на навантаженні сталої напруги, яка дорівнює середньому значенню вихідної напруги U_d , між регулюючим елементом і навантаженням вмикають згладжувальний фільтр. У найпростішому випадку – це дросель L , з'єднаний послідовно з навантаженням, але найчастіше використовують Γ -подібний LC -фільтр (рис. 5.3). На відміну від звичайного індуктивного або LC -фільтра у даному випадку фільтр доповнюється діодом VD (зворотний діод), щоб струм дроселя L протікав у інтервалах часу, коли ключ S розімкнений (транзистор VT закритий). При замиканні ключа S (транзистор VT відкритий) від джерела живлення E у навантаження R_d протікає струм по колу, вказаному безперервною лінією. У цей інтервал часу ($0 \dots t_i$) діод VD закритий, і в елементах фільтра L і C накопичується енергія (рис. 5.4). При розмиканні ключа S (транзистор VT закритий) навантаження відокремлюється від джерела живлення E і струм у ньому підтримується за рахунок енергії, накопиченої в елементах фільтра. У цей інтервал часу ($t_i \dots T$) конденсатор C розряджається на навантаження R_d . Струм

дроселя L також протікає через навантаження R_d і замикається через діод VD , який у цей час відкритий.

Енергія, яка була накопичена у дроселі, також передається у навантаження.

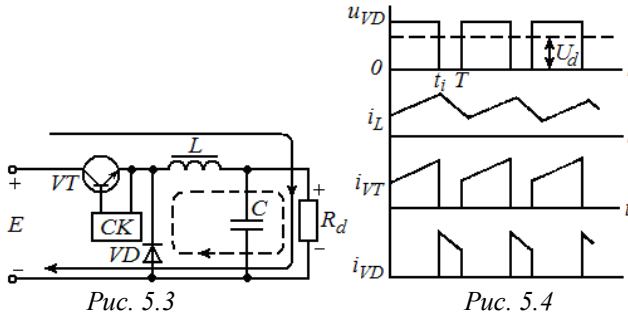


Рис. 5.3

Рис. 5.4

Коло протікання струму дроселя в інтервал часу ($t_i \dots T$) вказано переривчастою лінією на рис. 5.3.

Якщо на виході імпульсного регулятора є згладжувальний фільтр, то, як правило, використовується широтно-імпульсний метод регулювання.

5.2. Автономні інвертори

Інвертор – це пристрій, призначений для перетворення постійної напруги у змінну. Всі інвертори поділяються на два класи: 1) інвертори, ведені мережею, і 2) автономні.

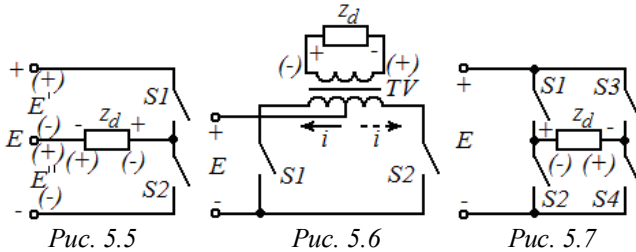
Навантаженням інверторів, ведених мережею, є мережа змінного струму. Вони призначені для передавання енергії від джерела постійного струму у мережу змінного струму.

Автономні інвертори — не вентильні пристрої, які перетворюють постійну напругу у змінну і працюють на автономне навантаження, яке не має у своєму складі інших джерел змінного струму. Такі інвертори широко застосовують для живлення споживачів змінного струму від джерела енергії постійного струму.

Як і всі вентильні перетворювачі, автономні інвертори будуються па базі силових керованих ключів. Принцип інвертування полягає в тому, що виводи навантаження за допомогою керованих ключів по чергово під'єднуються до протилежних полюсів джерела постійної напруги. Уся велика

кількість інверторних схем зводиться до трьох основних схем інвертування (рис. 5.5, 5.6, 5.7).

Для реалізації напівмостової схеми (рис. 5.5) треба мати джерело живлення E з виводом середньої точки або два однакових джерела E' та E'' .



Почергово вмикаючи ключі $S1$ і $S2$ на рівні інтервали часу, одержимо на навантаженні Z_d змінну напругу прямокутної форми.

Для реалізації схеми з нульовим виводом трансформатора (рис. 5.6) треба мати трансформатор TV , який має вивід від середньої точки первинної обмотки. Внаслідок почергового замикання ключів $S1$ і $S2$ струм у лівій і правій половинах первинної обмотки трансформатора TV протікатиме у протилежних напрямках. При цьому на навантаженні Z_d , яке приєднане до вторинної обмотки, формуватиметься змінна напруга прямокутної форми.

У мостовій схемі (рис. 5.7) почергово замикаються пари ключів $S1, S4$ і $S2, S3$. На навантаженні Z_d , яке ввімкнене у діагональ моста, також формується змінна напруга прямокутної форми.

У всіх трьох розглянутих схемах навантаження Z_d може під'єднуватися до інвертора через трансформатор. Однак, на відміну від схеми з нульовим виводом (рис. 5.6), у мостовій і напівмостовій схемах трансформатор не є принципово необхідним елементом. Найширше застосовується мостова схема інвертування, оскільки для її реалізації, на відміну від напівмостової схеми, потрібне тільки одне джерело живлення і немає необхідності у спеціальному трансформаторі, як у схемі з нульовим виводом.

У схемах інвертування можуть використовуватися повністю керовані ключі (транзистори, двоопераційні тиристори) і напівкеровані ключі – тиристори. В останньому випадку для вимикання тиристорів вводять вузли примусової комутації. Елементами вузлів примусової комутації є реактивні елементи – дроселі і конденсатори. Ці елементи суттєво впливають на характер процесів у інверторі. Залежно від особливостей протікання електромагнітних процесів автономні інвертори поділяють на три типи: 1) автономні інвертори струму (АІС) 2) автономні інвертори напруги (АІН); 3) автономні резонансні інвертори (АРІ).

За способом керування силовими ключами інвертори поділяють: на два типи: 1) інвертори із самозбудженням (автоколивальні); 2) інвертори із зовнішнім збудженням.

В інверторах із самозбудженням сигнали керування, які подаються на керовані ключі, формуються у силових колах інвертора. При цьому частота вихідної напруги визначається параметрами елементів силової схеми. В інверторах із зовнішнім збудженням частота вихідної напруги визначається спеціальним задавальним генератором, який синхронізує роботу системи керування. Ширше використання мають інвертори із зовнішнім збудженням. Вони дозволяють забезпечити навантаженні змінну напругу необхідної частоти, яка не залежить від процесів у силових колах. Крім того, змінюючи частоту задавального генератора, можна регулювати частоту змінної напруги у заданому діапазоні.

5.2.1. Автономні інвертори струму

Головною особливістю інверторів струму є те, що вони формують у навантаженні певну форму струму (як правило, прямокутну). Форма і фаза вихідної напруги на навантаженні суттєво залежить від характеру навантаження і його параметрів. Джерело живлення таких інверторів повинно працювати у режимі джерела струму. Якщо джерело енергії є джерелом напруги, для наближення його характеристик до характеристик джерела струму на його виході ставлять дросель L з досить великою індуктивністю.

5.2.2. Автономні резонансні інвертори

До складу резонансного інвертора також входить дросель L , який вмикають послідовно з комутуючим конденсатором C_K . Але індуктивність цього дроселя значно менша, ніж в інверторах струму. Спільно з комутуючим конденсатором і навантаженням цей дросель утворює коливальний контур, процеси в якому мають резонансний характер. Вимикання тиристорів у таких інверторах найчастіше відбувається за рахунок зменшення струму в коливальному контурі до нуля. Існують різні варіанти будови схем резонансних інверторів.

5.2.3. Автономні інвертори напруги

Особливістю інверторів напруги є те, що вони формують на навантаженні задану форму напруги (як правило, прямокутну). Форма і фаза струму у навантаженні залежать від характеру навантаження і його параметрів. Розглянуті вище інвертори на повністю керованих приладах за своїм принципом дії є інверторами напруги. Інвертори напруги можуть бути також побудовані на базі тиристорів. У таких інверторах елементи вузла примусової комутації мають найменшу встановлену потужність порівняно з інверторами струму і резонансними інверторами. Це пов'язано з тим, що реактивні елементи в інверторі напруги виконують тільки функцію комутації тиристорів і не призначені для компенсації реактивної потужності навантаження.

5.2.4. Багатофазні інвертори

Для одержання змінної напруги з числом фаз $m > 1$ використовують різні схеми багатофазних автономних інверторів. Найбільш широко використовують трифазні інвертори ($m = 3$). Електромагнітні процеси у трифазних інверторах залежать від багатьох факторів: характеру навантаження, способу з'єднання навантажень, схеми інвертора, алгоритму керування силовими ключами. У перетворювальній техніці найпоширеніші трифазні інвертори, побудовані на базі трьох однофазних, а також побудовані за трифазною мостовою схемою.

5.3. Системи керування автономних перетворювачів

Система керування призначена для формування сигналів керування, які подаються на керуючі електроди клапанів і забезпечують вмикання й вимикання клапанів із заданою частотою і послідовністю. У перетворювачах, ведених мережею, частота перемикання силових ключів визначається частотою напруги мережі живлення. Отже, в таких перетворювачах мережа змінного струму не тільки є джерелом енергії, а й задавальним генератором для системи керування. В автономних перетворювачах частота перемикання силових ключів є автономною функцією системи керування. У деяких випадках ця частота визначається процесами, які відбуваються у силовій частині перетворювача і навантаженні. Однак у більшості випадків пристрій керування автономного перетворювача має у своєму складі спеціальний задавальний генератор, який визначає періодичність процесів, що відбуваються у силовій частині перетворювача.

Як правило, нема потреби забезпечувати дуже високу стабільність робочої частоти перетворювача. У зв'язку з цим як задавальний генератор системи керування може бути використана більшість схем електронних генераторів. Найбільш часто використовують різні типи імпульсних генераторів, оскільки імпульсні сигнали легко піддаються перетворенням. У тих випадках, коли до стабільності робочої частоти перетворювача ставляться підвищені вимоги, як задавальний генератор необхідно використовувати спеціальні високостабільні електронні генератори, наприклад кварцові. Принцип будови системи керування залежить від типу перетворювача. Тому окремо розглянемо вимоги, які ставляться до систем керування імпульсних перетворювачів і автономних інверторів.

5.3.1. Імпульсні стабілізатори

У загальному випадку структурна схема імпульсного стабілізатора напруги має такий вигляд, як показано на рис. 5.8. Напруга від джерела живлення E через регулюючий елемент (РЕ), який працює у режимі ключа, і згладжувальний фільтр (Ф) подається на навантаження (Н). Ці пристрої складають силову

частину стабілізатора. Одночасно вихідна напруга U_d або її частина подається на схему порівняння. Тут на схемі порівняння (СП) ця напруга порівнюється із сталою за значенням напругою $U_{зр}$. Схема порівняння СП видає сигнал помилки U_n , пропорційний відхиленню вихідної напруги від заданого значення. Цей сигнал підсилюється підсилювачем П і діє на імпульсний модулятор (ІМ). Таким чином, підсилений сигнал помилки U_n є сигналом керування U_k для імпульсного модулятора. Імпульсний модулятор перетворює сигнали задавального генератора (ЗГ) в імпульсну напругу, параметри якої змінюються під дією сигналу помилки. Сформована імпульсна напруга підсилюється підсилювачем-формувавцем (ПФ) і надходить на керуючий електрод силового ключа РЕ.

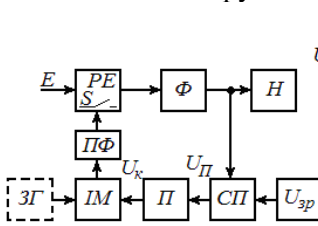


Рис. 5.8

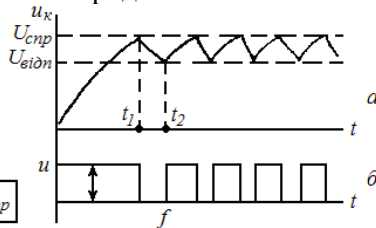


Рис. 5.9

Якщо ІМ є широтно-імпульсним модулятором, під дією сигналу помилки тривалість замкненого стану силового ключа РЕ t_i змінюється так, щоб виконувалася умова $Et_i = const$. Із збільшенням вхідної напруги E тривалість імпульсу t_i зменшуватиметься, а із зменшенням – зростатиме. Оскільки при широтно-імпульсному регулюванні період роботи ключа $T = const$, середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{Et_i}{T} \text{ також буде сталим.}$$

Якщо ІМ є частотно-імпульсним модулятором, під дією сигналу помилки частота роботи ключа змінюється таким чином, щоб виконувалась умова $Ef = const$. При цьому середнє значення напруги на навантаженні $U_d = Et_i f$ також буде стале.

При комбінованому регулюванні змінюється як частота роботи ключа f , так і тривалість його замкненого стану t_i . Один з представників імпульсних стабілізаторів з комбінованим

регулюванням – релейний або двопозиційний стабілізатор. У ньому імпульсний модулятор ІМ являє собою пороговий перемикач (релейну схему), яка залежно від сигналу керування U_K вмикає або вимикає силовий ключ РЕ. У початковому стані при під'єднанні джерела живлення E силовий ключ S буде у замкненому стані, і напруга на навантаженні починає зростати. В елементах фільтра Φ накопичується енергія. При цьому сигнал на вході порогового перемикача зростає (рис. 5.9, а). У момент часу t_1 напруга U_K досягає порогу спрацьовування порогового перемикача $u_k = U_{спр}$. Пороговий пристрій перемикається у протилежний стан і розмикає силовий ключ. При цьому навантаження від'єднується від джерела живлення і струм у ньому підтримується за рахунок енергії, яка була накопичена в елементах фільтра. Внаслідок витрачання цієї енергії вихідна напруга U_d , а отже, і напруга на вході порогового перемикача u_k зменшуються. Коли в момент часу t_2 ця напруга досягає порогу відпускання $U_{відн}$, пороговий пристрій перемикається у вихідний стан і знову замкне силовий ключ S . Навантаження N знову під'єднається до джерела живлення E , і напруга U_d зростатиме. Далі процеси повторюються. Отже, напруга на навантаженні u_d змінюватиметься від деякого мінімального до максимального значення. Ці значення залежать від порогів спрацьовування і відпускання порогового перемикача, а також коефіцієнта підсилення підсилювача П. Очевидно, у розглянутому пристрої силовий ключ S перемикається з деякою частотою f , причому ця частота визначається не спеціальним задавальним генератором ЗГ, а процесами у силовій частині схеми і навантаженні. Таким чином, релейні стабілізатори працюють у режимі автоколивань і належать до групи автоколивальних перетворювачів (перетворювачі, ведені навантаженням).

З трьох типів розглянутих імпульсних стабілізаторів найвищу швидкодію має релейний стабілізатор. Однак вихідна напруга таких стабілізаторів має досить велику пульсацію, звільнитися від якої принципово неможливо. Мінімальні пульсації вихідної напруги найлегше забезпечити у стабілізаторах з широтно-імпульсним регулюванням. Однак вони мають найнижчу швидкодію.

Головною перевагою імпульсних стабілізаторів є високий ККД (понад 90 %) і можливість одержання невеликих масогабаритних показників. Основна область їх застосування – електроживлення пристроїв, де до джерела живлення у першу чергу ставиться вимога високої економічності, малих габаритів і маси, зменшеної чутливості до змін умов навколишнього середовища. До таких у першу чергу належать пристрої, які розміщені на різних пересувних і автономних об'єктах. Там же, де треба мати дуже високий коефіцієнт стабілізації, малі пульсації вихідної напруги, де ставляться жорсткі вимоги до рівня електромагнітних завад, використовують стабілізатори з безперервним регулюванням.

Розділ 6. Перетворювальні системи

Розглянуті у попередніх розділах перетворювальні пристрої дають змогу здійснити різні види перетворення і регулювання параметрів електричної енергії. Кожен із таких пристроїв, з точки зору схмотехнічного і конструктивно-технологічного виготовлення, можна розглядати як одне ціле – перетворювальний модуль (ПМ), функція якого забезпечувати перетворення параметрів електричної енергії. У багатьох випадках на спільне навантаження працює кілька перетворювальних модулів. Вони утворюють *перетворювальну систему*. В ній залежно від призначення об'єднані або однотипні перетворювальні модулі, або такі, що забезпечують різні види перетворень параметрів електричної енергії. У першому випадку, як правило, потік енергії, що передається від джерела живлення до навантаження, розподілений між усіма, перетворювальними модулями, кожен з яких є чарункою системи, причому всі чарунки виконують аналогічні функції. Такий принцип побудови перетворювальних систем називають багаточарунковим.

В іншому випадку потік енергії, що передається від джерела живлення до навантаження, послідовно проходить через перетворювальні модулі, кожен з яких виконує свою функцію перетворення параметрів електричної енергії. Такий принцип побудови називають *багатоланковим*. У складних перетворювальних системах обидва ці принципи можуть використовуватися одночасно.

Розглянемо особливості і застосування перетворювальних систем.

6.1. Багаточарункові перетворювальні системи

У перетворювальних системах із однотипних перетворювальних модулів потужність P_d , що передається від джерела живлення до навантаження, розподіляється між n однотипними чарунками. Отже, кожна з них повинна забезпечувати потужність $P = P_d/n$. Набираючи відповідну

кількість однотипних чарунок порівняно невеликої потужності, можна передавати до навантаження досить велику потужність. Перетворювальні модулі – чарунки по відношенню до джерела живлення E (входу) і навантаження Z_d (виходу) можуть бути з'єднані чотирма різними способами:

- а) паралельно за входом і паралельно за виходом;
- б) паралельно за входом і послідовно за виходом;
- в) послідовно за входом і паралельно за виходом;
- г) послідовно за входом і послідовно за виходом.

6.2. Багатоланкові перетворювальні системи

У багатоланкових перетворювачах послідовно з'єднані різні типи перетворювачів, внаслідок чого відбувається багатократне перетворення параметрів електричної енергії. Це є недоліком, оскільки кожне перетворення пов'язане з втратами енергії. В результаті чим більше перетворювальних ланок, тим нижчий ККД перетворювальної системи. Незважаючи на це, багатоланкові перетворювальні системи мають досить широке застосування оскільки дозволяють у багатьох випадках забезпечити такі функції перетворювальної системи, які неможливі при інших структурах, зокрема дають змогу реалізувати принцип проміжного підвищення частоти перетворення, завдяки чому можна суттєво зменшити масогабаритні показники перетворювальних систем.

6.3. Системи електроживлення

Електричну енергію одержують від первинних джерел енергії – пристроїв, які забезпечують перетворення неелектричних видів енергії в електричну (генератори, батареї, акумулятори, фотоперетворювачі, паливні елементи і т. ін.). У багатьох випадках параметри і якість електричної енергії, яку одержують від первинного джерела живлення (значення і стабільність напруги, пульсації, частота, кількість фаз і т. д.), не відповідають вимогам, які ставляться споживачами. Зокрема, для живлення сучасної електронної апаратури, пристроїв автоматики і зв'язку

необхідні різні рівні постійної напруги з досить високою стабільністю. Для цього між первинним джерелом живлення і споживачем електричної енергії вводять перетворювальну систему – вторинну систему електроживлення. Вона забезпечує необхідну якість електричної енергії на вході навантаження і часто виконує також функцію електричної розв'язки первинного джерела енергії і споживача. Тому, як правило, до її складу входить трансформатор, який одночасно забезпечує одержання необхідних рівнів напруги живлення.

Як правило, радіоелектронні системи живляться від промислової або автономної мережі змінного струму. Тому типова структура системи вторинного електроживлення традиційно така, як показано на рис. 6.1. Змінна напруга мережі E знижується до необхідного рівня за допомогою силового трансформатора TV , потім випрямляється випрямлячем B і згладжується фільтром Φ . Оскільки напруга в мережі, як правило, має недостатню стабільність, після згладжувального фільтра часто ставлять стабілізатор CT , який забезпечує необхідну стабільність вихідної напруги U_d . Для більшості радіоелектронних систем треба мати декілька різних рівнів напруги живлення. У цьому разі трансформатор TV повинен мати відповідну кількість вторинних обмоток, кожна з яких працює на свій випрямляч, фільтр і стабілізатор. Така система електроживлення називається багатоканальною.

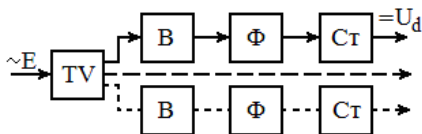


Рис. 6.1

Вона дає змогу забезпечити необхідну кількість номіналів вихідної напруги, електрично не зв'язаних між собою каналів. У таких системах стабілізатори можуть стояти тільки в окремих каналах.

6.4. Системи керування

Перетворювальна система працює нормально тільки у тому випадку, коли забезпечується надійна робота кожного окремо

взятого її модуля, а також синхронізація роботи всіх елементів системи. Тому система керування перетворювальної системи, крім формування сигналів керування силовими ключами перетворювальних модулів, повинна виконувати ще й такі додаткові функції: 1) забезпечувати узгоджену роботу елементів системи; 2) контролювати і діагностувати стан елементів як силової частини, так і системи керування; 3) захищати елементи системи від перевантажень; 4) сигналізувати про відхилення у режимі роботи основних модулів системи і надавати оперативну інформацію обслуговуючому персоналу.

Якщо перетворювальна система має змінну структуру (адаптована перетворювальна система), зміни в ній також відбуваються за командами системи керування, яка обробляє інформацію, що надходить з різних датчиків для контролю параметрів мережі живлення, навантаження, а також елементів перетворювальної системи. Такі складні і різноманітні функції може ефективно виконувати лише система керування з гнучкою структурою, яка перебудовується залежно від конкретних умов роботи перетворювальної системи. У зв'язку з цим у системах керування все ширше застосовують мікропроцесори і мікроЕОМ. При цьому функціональні можливості перетворювальних систем значною мірою визначаються не тільки структурою системи керування, але й керуючою програмою, яку при необхідності можна швидко змінити.

Комп'ютерне керування перетворювальними системами дозволяє вдосконалити апаратуру, її експлуатацію і обслуговування, забезпечити необхідну гнучкість керування. Використання високопродуктивних мікропроцесорних систем обробки інформації дозволяє за допомогою програмних методів розв'язувати завдання керування, регулювання, захисту і діагностики. Програмованість мікропроцесорів сприяє створенню уніфікованих блоків для різноманітних за складністю і розв'язуванням завданням пристроїв керування перетворювальними системами.

Загальну структуру комп'ютерної системи керування подано на рис. 6.2. Енергія від джерела живлення E через перетворювальну систему ПС подається у навантаження N .

Блок зворотного зв'язку БЗЗ здійснює контроль і вимірювання параметрів навантаження і елементів перетворювальної системи, а також перетворює аналогові сигнали у цифрові. Блок керування БК формує сигнали, які керують роботою силових ключів перетворювальної системи. За рахунок зміни частоти слідування, тривалості, фази або інших параметрів імпульсів керування забезпечуються необхідні параметри електричної енергії на навантаженні. Зміна параметрів імпульсів керування відбувається під дією сигналів, які подаються на входи блока керування БК. У звичайних системах керування такі сигнали надходять з пристроїв порівняння, які контролюють відхилення сигналів, що надходять з датчиків, від еталонних сигналів. У комп'ютерних системах на входи блока керування сигнали надходять з блока обробки інформації БОІ. У ньому обробляється інформація (у тому числі виконуються і обчислювальні процедури), що надходить з блока зворотного зв'язку, у відповідності з керуючою програмою. В результаті блок обробки інформації формує вхідні сигнали для блока керування БК. Блок задання режимів БЗР забезпечує відповідні режими роботи перетворювальної системи.

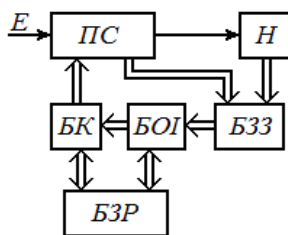


Рис. 6.2

Сюди ж надходить і необхідна інформація про роботу перетворювальної системи і навантаження. Якщо необхідно, то ця інформація може бути відображена на пристроях індикації або зафіксована на відповідних носіях інформації. У комп'ютерних системах керування як блок задання режимів БЗР може бути використаний зовнішній пристрій програмного керування або пульт керування перетворювальної системи. Один з можливих алгоритмів роботи комп'ютерної системи керування може бути таким. Після надходження команди на

пуск перетворювальної системи контролюється готовність системи до роботи. При цьому перевіряється наявність необхідних напруг живлення і їх відповідність заданим значенням. Якщо на цьому етапі виявлені відхилення, формується команда заборони пуску системи. Можлива також діагностика причини заборони пуску.

Якщо відхилень параметрів немає, відбувається пуск системи. У більшості випадків елементи перетворювальної системи вмикаються в певній послідовності, оскільки при вмиканні у будь-якому блоці відбувається перехідний процес, протягом якого вихідні параметри блока відрізняються від номінальних. Оскільки у перетворювальній системі робота всіх блоків взаємопов'язана, відхилення параметрів окремих блоків може порушити нормальну роботу інших блоків і навіть усієї системи. При вмиканні силових перетворювальних модулів бажано забезпечити певну тривалість і характер перехідного процесу – плавний запуск. Усі ці функції у відповідності із заданою програмою виконує комп'ютерна система керування.

Після запуску перетворювальної системи комп'ютерна система керування підтримує задані параметри електричної енергії на навантаженні, порівнюючи реальні параметри із заданими. У разі необхідності вона коригує сигнали керування. Одночасно з цим відбувається безперервний контроль параметрів елементів перетворювальної системи. Якщо відхилення цих параметрів від номінальних перевищує певне, наперед задане значення, формується попереджувальний сигнал або вимикається система.

Обчислювальний блок комп'ютерної системи керування (блок обробки інформації БОІ) може бути реалізований як на базі універсальних мікроЕОМ, так і на базі мікропроцесорних комплектів. Основні вимоги, що ставляться до параметрів мікропроцесорних комплектів, такі:

- 1) досить, висока швидкодія і розрядність для здійснення обробки сигналів у реальному масштабі часу з необхідною точністю;
- 2) широкий асортимент стандартних інтерфейсних схем;
- 3) узгодженість з серіями інтегральних схем, які містять

великий набір різних функціональних елементів;

4) достатній об'єм оперативної і постійної пам'яті, сумісний за швидкодією з вхідними і вихідними сигналами, а також з іншими модулями системи.

При цьому обчислювальний блок повинен мати просту і розгалужену систему команд, яка б дозволяла розробляти програмне забезпечення, проводити пусконаладжувальні роботи і здійснювати експлуатацію досить широкому колу спеціалістів. Ступінь універсальності мікропроцесорного обчислювального блока визначається його програмним забезпеченням.

Тепер мікропроцесорні системи керування найчастіше застосовуються для керування перетворювальними системами, веденими мережею. Це пов'язано з тим, що швидкодія існуючих мікропроцесорів не завжди достатня навіть для керування перетворювачами, які живляться від промислової мережі з частотою 50 Гц. Однак мікропроцесорна техніка весь час вдосконалюється і знаходить усе ширше застосування для керування перетворювальними системами.

Мікропроцесорні системи найбільш доцільно використовувати для забезпечення складних алгоритмів керування, реалізація яких іншими засобами пов'язана із значними труднощами. У системах керування вони дають змогу підвищити точність і надійність системи, збільшити стабільність її характеристик і значно розширити функції, які вона виконує.

Список літератури

1. Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В., Промислова електроніка. – К.: Либідь., 1993, - 430 с.
2. Горбачёв Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. шк., 1982, - 482 с.
4. Касаткин А.С., Основы электротехники. – М.: Высш. шк., 1986, - 287 с.
5. Криштафович А.К. Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. – М.: Высш. шк., 1985, - 287 с.
6. Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники. – М.: Энергия., 1979, - 392 с.
7. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В., Основы промышленной электроники. – М.: Высш. шк., 1985, - 400 с.
8. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В., Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Тэхніка., 1990, - 368 с.
9. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М., Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1980, - 424 с.
10. Энергетическая электроника: Справочное пособие/ Под ред. В.А., Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 463с.

Зміст

Розділ 1. Електрична енергія, її одержання і застосування.....	3
1.1 Структура системи електроживлення.....	3
1.2 Необхідність перетворення параметрів електричної енергії.....	5
Розділ 2. Силовий електронний ключ та основні галузі його застосування.....	8
2.1 Інформаційна та енергетична електроніка.....	8
2.2. Призначення силових електронних ключів та їх основні типи.....	11
2.3 Вузли примусової комутації тиристорів.....	19
2.4. Керовані ключі з двосторонньою провідністю.....	22
2.5. Загальна структура силових електронних пристроїв.....	25
2.6. Застосування силових електронних пристроїв.....	27
2.6.1. Силові інформаційні пристрої.....	28
2.6.2. Перетворювачі параметрів електричної енергії.....	30
Розділ 3. Перетворювачі, ведені мережею.....	33
3.1. Випрямлячі.....	36
3.1.1 Однофазні випрямлячі.....	37
3.1.2. Багатофазні випрямлячі.....	43
3.1.3. Керовані випрямлячі.....	45
3.2. Інвертори, ведені мережею.....	52
3.3. Регулятори змінної напруги.....	54
3.4. Безпосередні перетворювачі частоти.....	59
3.5. Системи керування перетворювачів, ведених мережею.....	61
Розділ 4. Фільтруючі та стабілізуючі пристрої.....	64
4.1. Згладжувальні фільтри.....	64
4.1.1. Згладжувальні фільтри на реактивних елементах (пасивні фільтри).....	65
4.1.2. Згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах (активні фільтри).....	68

4.2. Стабілізатори	70
4.2.1. Параметричні стабілізатори	71
4.2.2. Компенсаційні стабілізатори	72
Розділ 5. Автономні перетворювачі	75
5.1. Імпульсні перетворювачі постійної напруги	75
5.1.1. Принцип імпульсного регулювання.....	76
5.2. Автономні інвертори	78
5.2.1. Автономні інвертори струму.....	80
5.2.2. Автономні резонансні інвертори.....	81
5.2.3. Автономні інвертори напруги	81
5.2.4. Багатофазні інвертори	81
5.3. Системи керування автономних перетворювачів...82	
5.3.1. Імпульсні стабілізатори	82
Розділ 6. Перетворювальні системи	86
6.1. Багаточарункові перетворювальні системи	86
6.2. Багатоланкові перетворювальні системи	87
6.3. Системи електроживлення	87
6.4. Системи керування	88
Список літератури.....	93

Навчальне видання

ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА

Навчальний посібник

Укладач: *Мар'янчук Павло Дмитрович*

Відповідальний за випуск: *Горлей П.М.*

Літературний редактор *Лукул О.В.*

Технічний редактор *Майструк Е.В.*

Рєєстраційне свідоцтво ДК №891 від 08.04.2002 р.

Підписано до друку 17.12.2007 Формат 60×84/16.

Папір офсетний. Друк офсетний. Умом. друк. арк. 5,3. Обл.-вид. арк. 5,6

Зам. 583. Тираж 100.

Друкарня видавництва «Руга» Чернівецького національного університету

58012, Чернівці, вул. Коцюбинського, 2