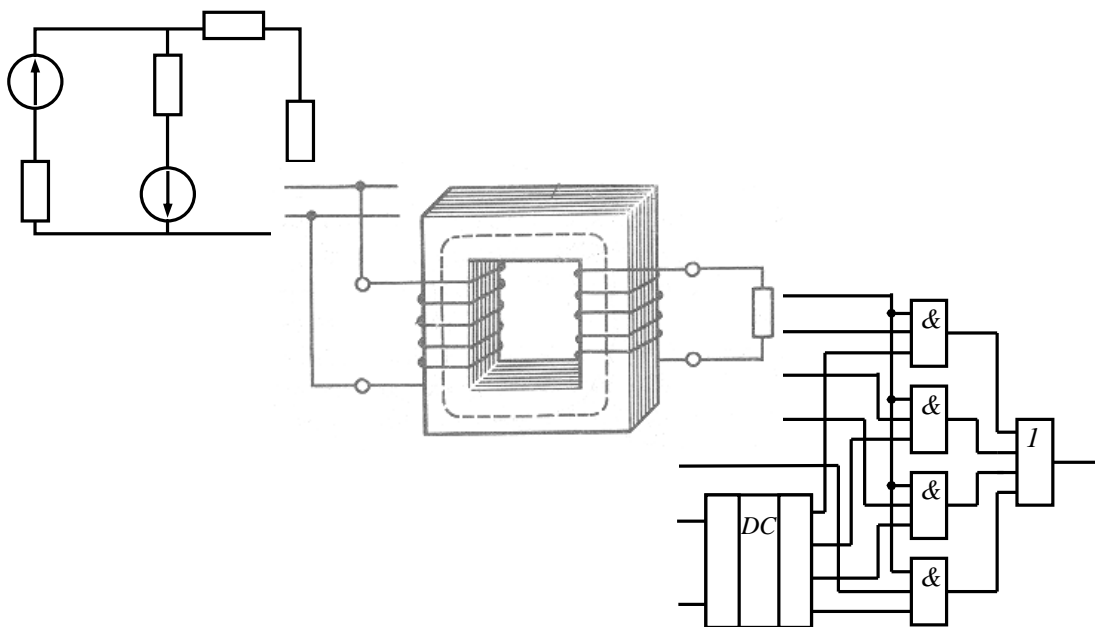


Ф.П. ШКРАБЕЦЬ, Д.В. ЦИПЛЕНКОВ,
Ю.В. КУВАЄВ, О.Б. ІВАНОВ, В.І. ПАНЧЕНКО, А.А. КОЛБ

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ

Навчальний посібник



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ГІРНИЧИЙ УНІВЕРСИТЕТ

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА,
ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА
МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ**

Навчальний посібник

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України

Дніпропетровськ
2004

**Ф.П.Шкрабець, Д.В.Ципленков, Ю.В.Куваєв, О.Б. Іванов,
В.І.Панченко, А.А.Колб**

Електротехніка, основи електроніки та мікропроцесорної техніки. Навчальний посібник. – Дніпропетровськ. Національний гірничий університет, 2004. – 512 с.

Рецензенти:

д-р техн. наук, професор О.В. Садовий (Дніпродзержинський державний технічний університет)

д-р техн. наук, професор Ю.Г. Качан (Запорізька державна інженерна академія)

Навчальний посібник складається з двох розділів. Перший, "Електротехніка", присвячений електричним колам постійного струму, однофазного та трифазного змінного струму, магнітним колам та законам теорії електромагнітного поля, електричним вимірюванням. Подані закони електромеханіки та розглядаються основні типи електричних машин – трансформатор, асинхронна і синхронна машини змінного струму та машина постійного струму. Наведені основні відомості з теорії електроприводу, а також вимоги та заходи для запобігання ураження людини електричним струмом.

Другий розділ присвячено основам електроніки та мікропроцесорної техніки. В ньому викладено основні положення про процеси у напівпровідникових приладах, особливості побудови та принцип дії основних елементів електронної апаратури, основи цифрової техніки та принципи дії мікропроцесорних систем.

Для студентів спеціальностей напрямків "Гірництво" та "Інженерна механіка" вищих навчальних закладів.

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник
для студентів вищих навчальних закладів
(Лист № 14/18.2–251 від 18.02.04)

© Ф.П.Шкрабець, Д.В.Ципленков, Ю.В.Куваєв, О.Б. Іванов, В.І.Панченко,
А.А.Колб, 2004

© Національний гірничий університет, 2004

ISBN

Присвячується 105-річчю Національного гірничого університету

ПЕРЕДМОВА

Національний гірничий університет України заснований у 1899 році як Катеринославське вище гірниче училище з підготовки гірничих інженерів. Відкриття його було викликане збільшенням видобутку вугілля і руди в Донецькому кам'яновугільному, Криворізькому залізорудному та Нікопольському марганцевому басейнах, розвитком металургійної промисловості на півдні Росії.

Успішна діяльність училища, якість підготовки випускників, кваліфіковані кадри викладачів, а також високий рівень оснащення лабораторної бази дозволили у 1912 році перейменувати його в інститут.

Науковий і кадровий потенціал інституту поклали початок більш ніж двом десятків закладів і науково-дослідних інститутів, серед яких Дніпропетровський медичний інститут (1916 р.), Дніпропетровський хіміко-технологічний інститут (1930 р.), Дніпропетровський металургійний інститут (1930 р.), Північнокавказький гірничо-металургійний інститут (1931 р.).

В травні 1993 року за результатами державної акредитації Дніпропетровський гірничий інститут отримав статус автономного державного вузу IV рівня акредитації та назву Державна гірнича академія України.

Враховуючи загальнодержавне значення навчальної і наукової діяльності, а також беручи до уваги активну участь закладу в розробленні та практичній реалізації державних програм у гірничій галузі, підготовці висококваліфікованих спеціалістів, наукових і науково-педагогічних кадрів Указом Президента України від 11 червня 1997 року Державній гірничій академії України надано статус Національної, а в 2002 р. академію реорганізовано у **Національний гірничий університет**. Сьогодні до його складу входять: 7 факультетів, інститути електроенергетики, економіки, заочно-дистанційної освіти, екстернатура, аспірантура і докторантура, Міжгалузевий інститут безперервної освіти, Інститут гуманітарних проблем, розвинена науково-дослідна частина та інші структурні підрозділи.

За останні десятиріччя в Національному гірничому університеті значного розвитку набула наукова і освітня діяльність в галузі електротехніки і сучасних інформаційних технологій. Основа для цього створювалась протягом усього періоду існування університету. За час існування університету представники наукової школи електротехніків зробили значний внесок не тільки в становлення і розвиток наукових досліджень з електротехніки, підготовку інженерних та науково-педагогічних кадрів для забезпечення виробничої, наукової і освітньої діяльності, але значно вплинули на становлення і розвиток електротехнічної освіти та науки в Придніпровському регіоні, Донбасі та інших промислових районах України. У скарбницю наукової думи назавжди ввійшли імена видатних вчених-електриків, засновників перших наукових шкіл НГУ професорів

А.В. Крюковського, який заснував в 1900 р. кафедру електротехніки, Г.Є. Євреїнова, що був засновником школи гірничої електромеханіки, академіка АН СРСР В.П. Нікітіна, заслуженого діяча науки і техніки УРСР професора С.А. Волотковського, засновника науки про іскробезпечні електричні кола і обладнання проф. П.П. Піроцького, видатного фахівця з електроприводу підйомних машин проф. В.Б. Уманського. Значний внесок у розвиток електротехнічної освіти в гірничому інституті і наукових досліджень до Великої Вітчизняної Війни і у повоєнні роки внесли проф. М.Є. Куваєв, доценти Б.Г. Іванов, Л.І. Полтава, І.О. Давиденко, С.Р. Маймін, П.Ф. Шишков, А.І. Кур'ян, Р.Я. Наєров, та багато інших.

Значним кроком у подальшому закріпленні досягнень електротехнічної школи стало створення у Дніпропетровському гірничому інституті (ДГІ) у 1962 році електротехнічного факультету (зараз Інститут електроенергетики). Якщо до 80-тих років на електротехнічному факультеті велася підготовка фахівців з чотирьох спеціальностей, то зараз Інститут електроенергетики готує спеціалістів з п'ятнадцяти спеціальностей, які належать до одинадцяти різних напрямів підготовки.

У семидесяті роки ХХ сторіччя активно працювали вчені, що були продовжувачами раніше існуючих й творцями нових наукових шкіл того часу – професори С.А. Волотковський, А.О. Іванов, В.О. Бунько, В.І. Жуковицький, Д.К. Крюков, О.М. Марюта.

У вісімдесяті роки минулого сторіччя сформувалася нова наукова школа, діяльність якої спрямована на вирішення актуальних проблем електроенергетики гірничо-металургійного комплексу держави. Її керівником є академік Національної академії наук України, професор Г. Г. Півняк.

Нині в Інституті електроенергетики, зокрема на електротехнічному факультеті, працюють доктори наук, професори Ф.П. Шкрабець, О.С. Бешта, С.І. Випанасенко, Ю.В. Розумний, В.Т. Заїка, В.І. Корсун, М.Г. Поляков, О.Б. Іванов, Ю.В. Куваєв, С.М. Довгань, В.І. Тесленко, які продовжують традиції наукових шкіл електротехніків та електромеханіків. Під їх керівництвом науковці факультету плідно працюють у напрямку створення та впровадження електричних машин, приладів, і систем для забезпечення підвищеної надійності, економічності та безпеки передачі і перетворення електричної енергії на гірничих та металургійних підприємствах.

ВСТУП

В даний час нам добре відомо, що між електричними і магнітними явищами існує нерозривний зв'язок, і це положення лежить в основі всього сучасного навчання про електромагнітні явища. Однак до такого переконання наукова думка прийшла лише в підсумку тривалого нагромадження досвідчених фактів, і протягом довгого часу явища електричні і явища магнітні розглядалися як самостійні, що не мають між собою зв'язку. Перший докладний науковий твір про магнітні й електричні явища, що належить У. Гільберту, вийшов у 1600 р. У цій праці У. Гільберт прийшов, однак, до неправильного висновку, що електричні і магнітні явища не мають між собою зв'язку.

Подібність між механічною взаємодією електрично заряджених тіл і механічною взаємодією полюсів магнітів привело до спроби однаково пояснити ці явища. Виникло представлення про позитивну і негативну магнітні маси, розподілених на кінцях магніту і які є причиною магнітних дій. Однак подібне припущення, як тепер відомо, не відповідає фізичній природі магнітних явищ. Воно виникло історично за аналогією з представленням про позитивну і негативну електрику, що відповідає фізичній сутності електричних явищ. Відповідно до сучасних представлень, електричний заряд будь-якого тіла утворюється сукупністю зарядів, що знаходяться в безупинному русі позитивно або негативно заряджених елементарних часток – протонів, електронів і т.п.

Кількісні співвідношення, що характеризують механічні взаємодії електрично заряджених тіл і механічні взаємодії магнітних мас полюсів магніту, першим опублікував у 1785 р. Ш.О. Кулон. Він же звернув увагу на істотне розходження між магнітними масами й електричними зарядами.

Розкриття дійсної природи магнітних явищ відноситься до початку позаминулого сторіччя. Цей період знаменується рядом чудових відкриттів, що встановили найтісніший зв'язок між явищами електричними і явищами магнітними.

У 1819 р. Х.К. Ерстед здійснив свої досліди, у яких він знайшов механічний вплив електричного струму на магнітну стрілку. У 1820 р. А. М. Ампер показав, що соленоїд зі струмом по своїм властивостям аналогічний магніту, і висловив думку, що й у випадку постійного магніту дійсною причиною виникнення магнітних дій є також електричні струми, що замикаються по деяких елементарних контурах всередині тіла магніту. Ці ідеї знайшли конкретне вираження в сучасних представленнях, згідно яким магнітне поле постійного магніту обумовлено елементарними електричними струмами, що існують у речовині магніту та еквівалентними магнітними моментами утворюючих речовину елементарних часток. Зокрема, ці елементарні струми є результатом обертання електронів навколо своїх осей, а також обертання електронів по орбітах в атомах.

Усіма згаданими дослідженнями було встановлено найважливіше положення, що рух електрично заряджених часток і тіл завжди супроводжується магнітними явищами. Цим само вже було показано, що магнітні явища не представляють собою, як думав У. Гільберт, чого-небудь самостійного, ніяк не зв'я-

заного з явищами електричними.

У 1831 р. М. Фарадей повідомив про відкриття явища електромагнітної індукції. Він знайшов виникнення електричного струму в контурі, що рухається відносно магніту чи відносно іншого контуру зі струмом. Таким чином, було показано, що й електричні явища можуть виникати як наслідок процесів, що відносяться до області магнітних явищ.

У 1833 р. російський академік Е. Х. Ленц сформулював вперше надзвичайно важливе положення, у якому встановлювалася спільність і оборотність явищ, відкритих Х.К. Ерстедом і М. Фарадеєм. У цьому положенні була закладена основа важливого принципу оборотності електричних машин. Е. Х. Ленц установив правило визначення напрямку індукованого струму, що виражає фундаментальний принцип електродинаміки – принцип електромагнітної інерції.

У зв'язку з усіма цими відкриттями необхідно особливо відзначити основну ідею, який незмінно керувався у своїх дослідженнях Фарадей і яка була розвита в працях академіка В. Ф. Міткєвіча, — ідею про фізичну реальність процесу, що відбувається в просторі між електрично зарядженими тілами і між контурами з електричними струмами. Згідно з цими представленнями взаємодія заряджених тіл, а також взаємодія контурів зі струмами здійснюється за посередництвом навколишнього їх електромагнітного поля, що є особливим видом матерії.

Заслуга створення теорії електромагнітного поля належить Д.К. Максвеллові, що виклав її в класичній праці "Трактат про електрику і магнетизм", що вийшли в 1873 р. Цей трактат містить виклад у математичній формі і подальше поглиблення і розширення основних фізичних ідей М. Фарадея.

У загальній сукупності теоретичних проблем, що відносяться до області електромагнітних явищ, усе більший розвиток одержує теорія електричних і магнітних ланцюгів. В основі теорії електричних ланцюгів лежать закони, встановлені Г.С. Омом (1827 р.), Д.П. Джоулем (1839 р.), Е.Х. Ленцем (1844 р.) і Г.Р. Кірхгофом (1845 р.).

В даний час, у зв'язку з надзвичайним ускладненням електроенергетичних систем, радіотехнічної й електровиміральної апаратури, систем автоматичного контролю і керування, швидкодіючих електронних обчислювальних машин, виникає необхідність створення узагальнених методів аналізу, при яких цілі комплекси елементів електричного кола, що є частинами цих складних систем і виконуючі визначені функції, розглядаються за допомогою їх узагальнених параметрів. Такими комплексами елементів кіл є, наприклад, генеруючі, передавальні або перетворюючі електромагнітну енергію пристрої в електроенергетичних системах, генератори, підсилювачі і перетворювачі сигналів у системах радіо- і телепередачі дротового зв'язку, електричних вимірів і автоматичного контролю, у блоках, що здійснюють диференціювання, інтегрування і виконуючі логічні операції в електронних обчислювальних машинах і т.п.

Дисципліна "Електротехніка, основи електроніки і мікропроцесорної техніки" поділяється на два розділи: "Електротехніка" та "Основи електроніки та мікропроцесорної техніки". Таким чином і побудовано цей навчальний посібник. У кожному з розділів матеріал подано у відповідності до вимог навчальних

планів та освітньо-кваліфікаційної характеристики, що висувається до спеціалістів, які навчаються за напрямками "Гірництво" та "Інженерна механіка".

Перший розділ навчального посібника складається з глав, які присвячені електричним колам постійного струму, однофазного та трифазного змінного струму, магнітним колам та законам теорії електромагнітного поля, електричним вимірюванням. Подані закони електромеханіки та розглядаються основні типи електричних машин – трансформатор, асинхронна, синхронна машини змінного струму та машина постійного струму. Наведені основні відомості з теорії електроприводу, які дозволяють розрахувати та вибрати необхідний тип та потужність двигуна, а також подається інформація по основним вимогам та заходам для запобігання ураження людини електричним струмом.

Другий розділ присвячено основам електроніки та мікропроцесорної техніки. В ньому викладено основні положення про процеси у напівпровідниках та особливості роботи різних типів напівпровідникових приладів; особливості побудови та принцип дії основних типів вузлів електронної апаратури – підсилювачів сигналів, генераторів, тригерів, джерел вторинного електроживлення та ін. Викладені основи цифрової техніки, принципи побудови логічних та комбінаційних пристроїв. Подано інформацію про принцип дії та побудови мікропроцесорних систем, комп'ютеризованої системи керування технологічним комплексом, яка може бути виконана на мікропроцесорному комплекті або на основі мікроЕОМ чи мікроконтролера. На прикладах найбільш розповсюджених елементів мікропроцесорних систем розглядається їх архітектура та можна прослідити основні принципи роботи таких пристроїв. Це мікроЕОМ КМ1813ВЕ1, мікроконтролер сімейства PIC16/17, а також мікропроцесор КР580ВМ80А (аналог мікропроцесора Intel-8085А фірми INTEL).

Матеріал, що пропонується читачу, узагальнює досвід викладання цієї дисципліни, а також суміжних дисциплін ("Електротехніка", "Електротехніка та основи електроніки"), що викладаються на кафедрі електричних машин Національного гірничого університету.

Розділ І

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Глава перша

ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

§ 1.1. Основні визначення, закони і методи розрахунку кіл постійного струму

1.1.1. Електричний струм

Атом будь-якої речовини – це система матеріальних часток з електричними зарядами, центральна частина якої – ядро – виявляє властивості позитивного заряду, врівноваженого негативними зарядами оточуючих його електронів. Під впливом різних чинників можливо відщеплення одного або декількох електронів, найбільш віддалених від ядра, або збільшення їх в атомі за рахунок вільних електронів, що викликає порушення електричної рівноваги, та супроводжується набуттям атомом відповідного електричного заряду, в наслідок чого він становиться позитивним або негативним іоном.

Речовини з атомами, що легко іонізуються, в яких носії електричних зарядів безладно переміщуються по всьому об'єму, характеризуються основною електричною властивістю – електропровідністю та є провідниками (срібло, мідь, алюміній, сталь та ін.). Речовини, що практично не мають цю властивість, є діелектриками (наприклад, гума, пластмаса, смола, фарфор). Ті речовини, основною якістю яких є велика залежність їх електропровідності від складу домішок та впливу таких зовнішніх чинників, як температура, електричне поле, освітленість, називають напівпровідниками (кремній, германій, селен та ін.).

Безладний рух носіїв електричних зарядів у металевих провідниках - електронів, в електролітах – позитивних та негативних іонів, а у плазмі - електронів, позитивних та негативних іонів можна упорядкувати, якщо ці провідні тіла під'єднати до джерела електричної енергії, що збудить в них електричне поле. Під дією електричного поля носії позитивних зарядів зміщуються у напрямку поля, а носії негативних зарядів – у протилежному напрямку з невеликою швидкістю порядку декількох доль міліметра або декількох міліметрів на секунду.

Електричний струм (синонім – сила струму) – *це явище руху вільних носіїв електричних зарядів в речовині або вакуумі, що має напрямок*. Напрямок струму приймають співпадаючим з напрямком руху носіїв позитивних зарядів або відповідно протилежним напрямку руху носіїв негативних зарядів.

Швидкість переносу електричного заряду dq через поперечний переріз провідника за час dt визначається миттєвим струмом

$$i = \frac{dq}{dt}.$$

Величина i скалярна, тому що в різних елементах поверхні S напрямок

руху заряджених часток може бути різним. Якщо ж розглядати малий елемент поверхні DS , то можна вважати напрямок руху заряджених часток у всіх його точках однаковим.

Розрізняють *постійний* і *змінний* струм.

Постійним струмом називають струм, незмінний у часі. Постійний струм являє собою спрямований упорядкований рух часток, що несуть на собі електричні заряди.

У Міжнародній системі одиниць (СІ) одиницею струму служить ампер (А), а заряду – кулон (Кл), причому один кулон відповідає заряду $6.25 \cdot 10^{18}$ електронів.

Середовище, в якому переміщуються носії електричних зарядів, здійснює їм деяку протидію, що характеризується її електричним опором. Одиницею електричного опору є ом (Ом).

Електричний опір R однорідних проводів з площею поперечного перерізу S по всій довжині l знаходять по формулі

$$R = r \frac{l}{S}$$

де r – удільний опір матеріалу проводу, який в одиницях СІ прийнято виражати у мікроом-метрах $[мкОм \cdot м]$ (див. додаток 1).

Величину, яка зворотня електричному опору, називають електричною провідністю

$$G = \frac{1}{R}.$$

Одиницею електричної провідності є сименс (См).

Зміна температури середовища впливає на електричний опір, який у проміжку від нуля до 100°C обчислюють так:

$$R_2 = R_1 [1 + a(t_2^0 - t_1^0)]$$

де R_1 та R_2 – опори відповідно при температурах t_1^0 та t_2^0 ; a – температурний коефіцієнт опору (див. додаток 1).

При визначенні електричного опору деяких середовищ враховують ще вплив зовнішнього тиску (порошкоподібні провідники), магнітного поля (вісмут), освітленості (селен) та інших чинників.

Температура проводу, нагрітого електричним струмом, що встановилася, залежить від щільності струму $J \left[\frac{A}{мм^2} \right]$. Великі щільності струму відповідають проводам меншого перерізу, що знаходяться у кращих умовах охолодження, ніж дріт більшого перерізу.

1.1.2. Структура електричних кіл.

Лінійні та нелінійні електричні кола

Електричним колом називають сукупність пристроїв та об'єктів, що утворюють шлях електричному струму, електромагнітні процеси у яких можна описати за допомогою понять про електрорушійну силу, струм та напругу.

Електричні кола складаються з пристроїв для генерування електричної енергії, передачі її на відстань та перетворювання в інші види енергії. Перші називають джерелами електричної енергії, другі – лініями електричного зв'язку, а треті – приймачами електричної енергії.

Джерела електричної енергії являють собою такі джерела, що перетворюють хімічну, теплову або механічну енергію в електричну. До них відносяться гальванічні та акумуляторні елементи, електромеханічні генератори, термопари, сонячні фотоелементи, магнітогідродинамічні генератори, паливні елементи та інші перетворювачі. Джерело електричної енергії характеризується величиною і напрямком електрорушійної сили (ЕРС) і величиною внутрішнього опору.

Умовимося позначати постійний струм буквою I . ЕРС джерела – буквою E . Опір – буквою R . У міжнародній системі одиниць (у системі СІ) струм вимірюється в амперах (А), ЕРС – у вольтах (В) і опір – в омах (Ом).

Зображення електричного кола на рисунку за допомогою умовних знаків прийнято називати електричною схемою (рис. 1.1), в якій генеруючі та перетворюючі засоби, а також з'єднуючі їх лінії електричного зв'язку представлені умовними графічними позначеннями (додаток 2).

Умовним знаком опору на електричній схемі є витягнутий прямокутник. Умовним знаком джерела електричної енергії є кружок із зображеною усередині нього стрілкою. Стрілка вказує позитивний напрямок ЕРС.

За позитивний напрямок ЕРС джерела енергії приймається напрямок зростання потенціалу усередині цього джерела.

Приймач енергії і привода, що з'єднують приймач із джерелом енергії, називають "зовнішньою" частиною електричного кола або зовнішнім колом. В зовнішньому колі струм тече від плюса джерела енергії до мінуса, а усередині джерела – від мінуса до плюса.

Залежність струму, що протікає по опору від напруги на цьому опорі $I=f(U)$ називають *вольтамперною характеристикою*.

Вольтамперні характеристики зображують графічно. У цьому випадку по осі абсцис на графіку в деякому масштабі відкладається напруга, а по осі ординат – струм.

Розрізняють два принципово відмінних типи вольтамперних характеристик. У першій з них вольтамперна характеристика являє собою пряму лінію (рис 1.2, а), у другому – деяку криву лінію (рис 1.2, б).

Опори, вольтамперні характеристики яких є прямими лініями, називаються лінійними опорами, а електричні кола які містять тільки лінійні опори,

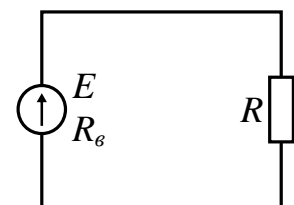


Рис. 1.1. Найпростіша електрична схема

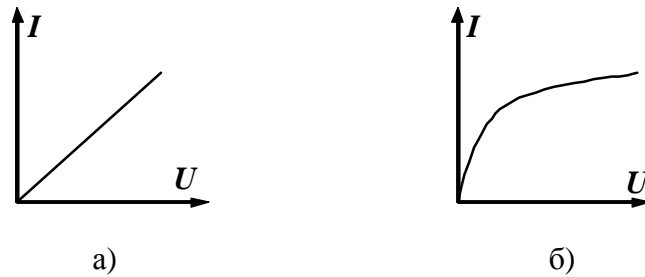


Рис. 1.2. Вольтамперні характеристики: лінійна (а) та нелінійна (б).

прийнято називати лінійними електричними колами.

Опори, вольтамперні характеристики яких не є прямими лініями (тобто нелінійні), називаються нелінійними опорами, і відповідно, електричні кола, з нелінійними опорами, називають нелінійними електричними колами.

1.1.3. Схеми заміщення реальних електротехнічних пристроїв

В елементах реальних електротехнічних пристроїв (електричних колах) відбуваються досить складні процеси протікання струмів провідності, струмів зсуву, виділення теплової енергії, наведення ЕРС, накопичення і перерозподіли енергії електричних і магнітних полів і т.п. Для того щоб можна було математично описати ці процеси, у теорії кіл користуються розрахунковими схемами (схемами заміщення), вводячи в них резистивні, індуктивні та ємнісні елементи. За допомогою резистивного елемента враховують виділення теплоти в реальному елементі; за допомогою індуктивного елемента – наведення ЕРС і накопичення енергії в магнітному полі; за допомогою ємнісного елемента – протікання струмів зсуву і накопичення енергії в електричному полі.

Кожен елемент реального електричного кола на схемі заміщення можна представити тією чи іншою сукупністю ідеалізованих схемних елементів.

Так, резистор для низьких частот можна представити одним резистивним елементом R (рис. 1.3, а). Для високих частот той же резистор повинний бути представлений вже іншою схемою (рис. 1.3, б). У ній мала (паразитна) індуктивність L_{Π} враховує магнітний потік, зчеплений з резистором, а мала паразитна ємність C_{Π} враховує протікання струму зсуву між затискачами резистора.

Конденсатор на низьких частотах заміщають одним ємнісним елементом (рис. 1.3, в), а на високих частотах конденсатор представляють схемою (рис. 1.3, г). У цій схемі резистор R_{Π} враховує втрати в неідеальному діелектрику конденсатора, а L_{Π} – паразитна індуктивність контактів.

Індуктивну котушку в першому наближенні можна представити одним індуктивним елементом L (рис. 1.3, д). Більш повно вона може бути представлена схемою (рис. 1.3, е). У ній R враховує теплові втрати в опорі обмотки у сердечнику, на якому вона намотана, а паразитна ємність C_{Π} враховує струми зсуву між витками котушки.

Узагальнено можна сказати, що при складанні схеми заміщення реальних елементів кіл та електричних кіл в цілому, в неї входять ті ідеалізовані схемні елементи, за допомогою яких описуються основні процеси в реальних елементах кола, а процесами, що є відносно другорядними в цих елементах, для роз-

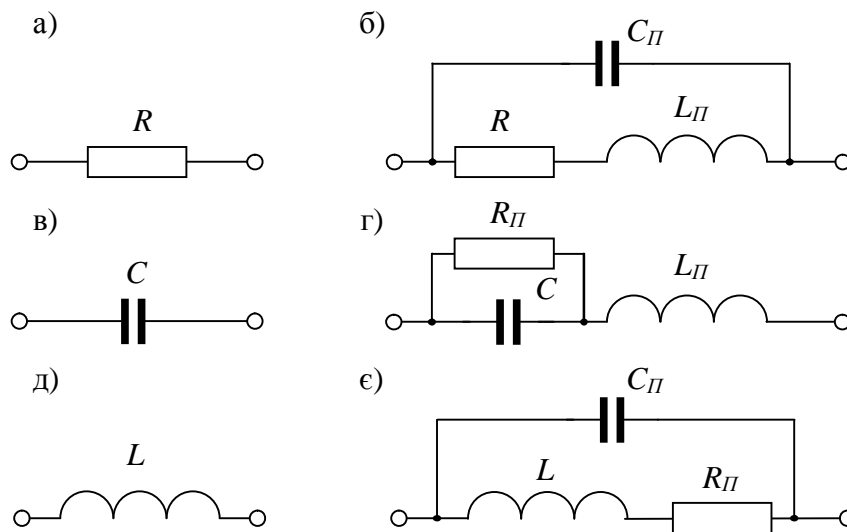


Рис. 1.3. Приклади схем заміщення резистора (а та б), ємності (в та г), індуктивності (д та е) відповідно у діапазоні низьких та високих частот

глянутої смуги частот і амплітуд впливів, звичайно зневажають. Реальне електричне коло, представлене у виді сукупності ідеалізованих схемних елементів, надалі будемо називати *схемою заміщення електричного кола*.

Якщо можна вважати, що напруга і струм на всіх елементах реального кола не залежать від просторових координат, то таке коло називають електричним колом із зосередженими параметрами, якщо залежать – колом з розподіленими параметрами. Процеси в колі з зосередженими параметрами описують алгебраїчними чи звичайними диференціальними рівняннями; процеси в колі з розподіленими параметрами описують рівняннями в частинних похідних. Відповідність розрахункової моделі реального електричного кола перевіряють шляхом зіставлення розрахунку з експериментом. Якщо розрахункові дані недостатньо сходяться з експериментом, модель уточнюють.

1.1.4. Джерело ЕРС, і джерело струму

При розрахунку та аналізі електричних кіл джерело електричної енергії замінюють розрахунковим еквівалентом. У якості останнього може бути прийнято:

1. Або джерело ЕРС і послідовно з ним ввімкнений опір R_e , що дорівнює внутрішньому опорі реального джерела енергії (рис. 1.4, а).
2. Або джерело струму з паралельно ввімкненим з ним опором R_e , що дорівнює внутрішньому опорі реального джерела енергії (рис. 1.4, б).

Під **джерелом ЕРС** – розуміють таке ідеалізоване джерело живлення, ЕРС якого постійна, не залежить від величини струму, що протікає через нього, і дорівнює ЕРС реального джерела енергії. Внутрішній опір цього ідеалізованого джерела живлення дорівнює нулю.

Джерело ЕРС на схемах зображують у вигляді кружка зі стрілкою і записаною рядом букви E . Стрілка вказує позитивний напрямок ЕРС (напрямок зростання потенціалу усередині джерела).

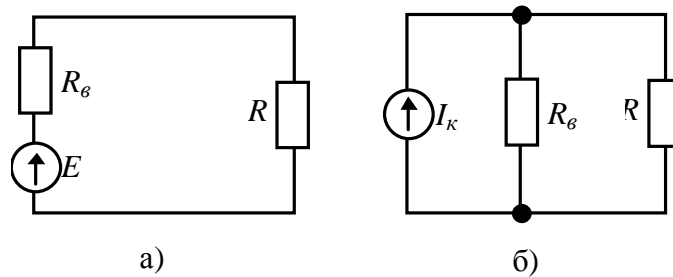


Рис. 1.4. Джерело ЕРС (а) та джерело струму (б)

Під **джерелом струму** розуміють таке ідеалізоване джерело живлення, що дає струм I_k , який не залежить від величини навантаження R кола і дорівнює частці від ділення ЕРС реального джерела на внутрішній його опір R_g

$$I_k = \frac{E}{R_g}.$$

Для того щоб джерело струму могло давати струм I_k , який не залежить від величини опору навантаження, внутрішній опір його і його ЕРС теоретично повинні прагнути до нескінченності.

На схемі джерело струму зображують у вигляді кружка зі стрілкою, поруч з яким написана буква I . Стрілка показує позитивний напрямок струму.

Властивості джерела ЕРС та джерела струму можна досить наочно охарактеризувати графіками, зображеними на рис. 1.5, а і б. На цих графіках подані залежності струму I , що протікає через ідеалізоване джерело енергії у функції напруги U на його затискачах (на рис. 1.5, а, зображена залежність $I = f(U)$ для джерела ЕРС і на рис. 1.5, б, – для джерела струму).



Рис. 1.5. Вольтамперні характеристики джерела ЕРС (а) і джерела струму (б)

1.1.5. Розгалужені і нерозгалужені електричні кола

Електричні кола підрозділяються на нерозгалужені та розгалужені. Схема рис. 1.1 є найпростішим нерозгалуженим колом в якому у всіх її елементах тече той самий струм. Найпростіше розгалужене коло зображено на рис. 1.6, а. Воно має три вітки та два вузли. У кожній вітці тече свій струм.

Вітка електричного кола – це ділянка електричного кола, яка утворена послідовно з'єднаними елементами та ув'язнена між двома вузлами. У свою чергу, вузол є точка кола, в якій сходиться не менш трьох віток. Якщо в місці перетинання двох ліній на електричній схемі поставлена "жирна" крапка (рис.

1.6, б), то в цій точці є електричне з'єднання двох ліній. У протилежному випадку (рис. 1.6, в) лінії перетинаються без електричного з'єднання.

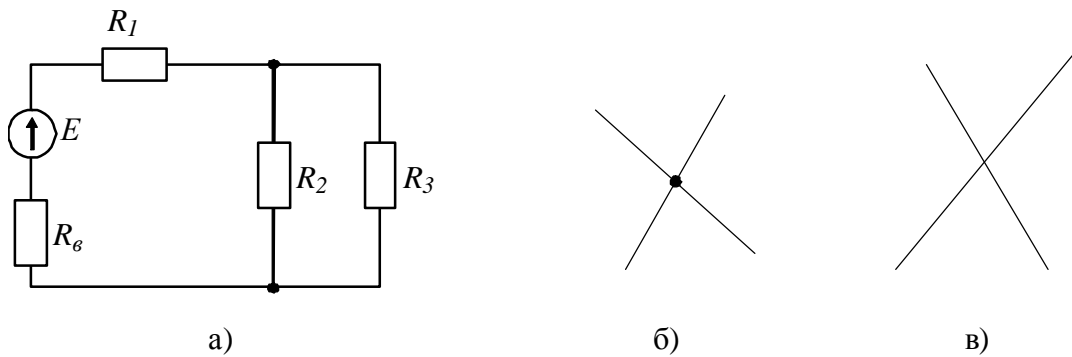


Рис. 1.6. Розгалужене електричне коло (а), електричне з'єднання двох ліній (б) та перетинання двох ліній без електричного з'єднання (в)

1.1.6. Напруга на ділянці кола

Під напругою на деякій ділянці електричного кола розуміють різницю потенціалів між крайніми точками цієї ділянки.

На рисунку 1.7 зображена ділянка електричного кола на якій є опір R і немає ЕРС. Крайні точки цієї ділянки позначені a і b . Нехай струм I тече від точки a до точки b .

На ділянці кола без ЕРС струм тече від більш високого потенціалу до більш низького. Отже, потенціал точки a (j_a) вище потенціалу точки b (j_b) на величину, яка дорівнює добутку струму I на опір R :

$$j_a = j_b + IR.$$

Відповідно до визначення напруга між точками a і b

$$U_{ab} = j_a - j_b. \quad (1.1)$$

Отже, $U_{ab} = IR$. Іншими словами, напруга на опорі дорівнює добутку струму, що протікає по опорі, на величину цього опорі.

В електротехніці різницю потенціалів на кінцях опорі прийнято називати "напругою на опорі" або "спаданням напруги".

Надалі різницю потенціалів на кінцях опорі, тобто добуток IR , будемо іменувати спаданням напруги. Позитивний напрямок спадання напруги збігається з позитивним напрямком струму, що протікає по даному опорі.

Розглянемо питання про напругу на ділянці кола, що містить опір і ЕРС.

На рис. 1.8 (а та б) показані ділянки кіл, по яких протікає струм I . Знайдемо різницю потенціалів (напругу) між точками a та c на цих ділянках.

По визначенню

$$U_{ac} = j_a - j_c. \quad (1.2)$$

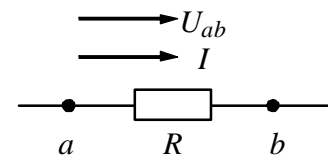


Рис. 1.7. Ділянка електричного кола, яка не містить ЕРС

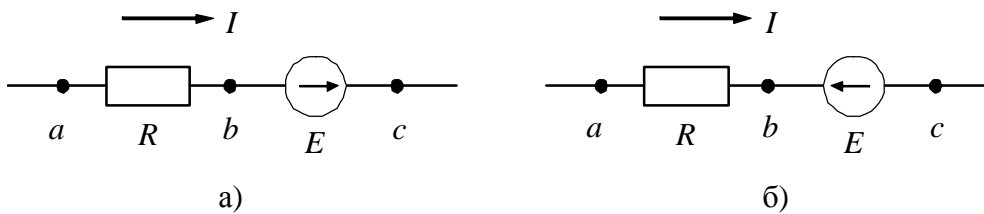


Рис. 1.8. Ділянка електричне кола з джерелом ЕРС:

а – напрям струму співпадає з напрямом ЕРС; б – напрям струму протилежний напрямом ЕРС

Виразимо потенціал точки a через потенціал точки c . При переміщенні від точки c до точки b (рис. 1.8, а) йдемо зустрічно ЕРС E , тому потенціал точки b виявляється нижче (менше) чим потенціал точки c на величину ЕРС, тобто

$$j_b = j_c - E.$$

Для рис. 1.8, б при переміщенні від точки c до точки b йдемо згідно з ЕРС E і тому потенціал точки b виявляється більше (вище) чим потенціал точки c на величину ЕРС E , тобто

$$j_b = j_c + E.$$

Раніше говорилося, що на ділянці кола без ЕРС струм тече від більш високого потенціалу до більш низького. Тому в обох схемах (рис. 1.8 а та б) потенціал точки a вище, ніж потенціал точки b на величину спадання напруги в опорі R .

$$j_a = j_b + IR.$$

У такий спосіб для рис. 1.8, а, маємо $j_a = j_c - E + IR$, або

$$U_{ac} = j_a - j_c = IR - E, \quad (1.3)$$

і для рис. 1.8, б, $-j_a = j_b + E + IR$, або

$$U_{ac} = j_a - j_c = IR + E. \quad (1.4)$$

Позитивний напрямок напруги вказують стрілкою. Стрілка повинна бути спрямована від першого індексу до другого. Так, позитивний напрямок U_{ac} зображується стрілкою, спрямованою від a до c .

Із самого визначення напруги випливає, що $U_{ca} = j_c - j_a$. Тому $U_{ca} = -U_{ac}$. Іншими словами зміна чергування індексів рівносильна зміні знака цієї напруги. Тобто напруга може бути і позитивною, і негативною величиною.

1.1.7. Закон Ома для ділянки електричного кола, яка не містить ЕРС

Закон Ома (за прізвищем німецького фізика Генрі Ома (1787 – 1854 рр.) встановлює зв'язок між струмом і напругою на деякій ділянці електричного кола. Так, стосовно до ділянки кола зображеного на рис. 1.7, запишемо

$$U_{ab} = IR$$

або

$$I = \frac{U_{ab}}{R} = \frac{j_a - j_b}{R}. \quad (1.5)$$

1.1.8. Закон Ома для ділянки електричного кола, що містить ЕРС

Закон Ома для ділянки електричного кола, що містить ЕРС дозволяє знайти струм цієї ділянки по відомій різниці потенціалів ($j_a - j_b$) на кінцях ділянки кола і діючої на цій ділянці ЕРС E .

Так, з рівняння (1.3) для схеми рис. 1.8, а, маємо

$$I = \frac{j_a - j_b + E}{R} = \frac{U_{ab} + E}{R}.$$

Аналогічно, з рівняння (1.4) для схеми рис. 1.8, б, випливає, що

$$I = \frac{j_a - j_b - E}{R} = \frac{U_{ab} - E}{R}.$$

У загальному випадку:

$$I = \frac{U_{ab} \pm E}{R} = \frac{(j_a - j_b) \pm E}{R}. \quad (1.6)$$

Рівняння (1.6) представляє закон Ома для ділянки електричного кола, що містить ЕРС. Знак "+" ставиться перед E , якщо ЕРС спрямована відповідно до струму, а знак "-" ставиться перед ЕРС у випадку зустрічного напрямку.

В окремому випадку, при $E = 0$, рівняння (1.6) перетвориться в рівняння (1.5).

1.1.9. Закони Кирхгофа

Всі електричні кола підкоряються першому та другому законам Кирхгофа (за прізвищем німецького фізика Густава Кирхгофа (1824 – 1887 рр.).

Перший закон Кирхгофа може бути сформульований подвійно.

Перше формулювання: алгебраїчна сума струмів, що підтікають до будь-якого вузла схеми, дорівнює нулю.

Друге формулювання: сума струмів, що підтікають до будь-якого вузла, дорівнює сумі струмів, що витікають від нього.

Так, стосовно до рис. 1.9, якщо струми що підтікають до вузла вважати позитивними, а струми, що витікають – негативними, то відповідно до першого формулювання

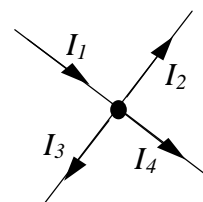


Рис. 1.9. Схема, що пояснює перший закон Кирхгофа.

$$I_1 - I_2 - I_3 - I_4 = 0 ,$$

відповідно до другого

$$I_1 = I_2 + I_3 + I_4 .$$

Фізично перший закон Кирхгофа означає, що рух зарядів у колі, відбувається таким чином, що в жодному з вузлі кола не накопичуються заряди.

Другий закон Кирхгофа. Він так само, як і перший може бути сформульований подвійно.

Перше формулювання: алгебраїчна сума падінь напруг у будь-якому замкнутому контурі дорівнюють алгебраїчній сумі ЕРС, що діють уздовж того ж контуру. Записується він у такий спосіб:

$$\sum IR = \sum E .$$

У кожному із сум відповідні доданки входять зі знаком "плюс", якщо вони збігаються з напрямком обходу контуру, і зі знаком "мінус", якщо вони не збігаються з ним.

Друге формулювання: алгебраїчна сума напруг (але не спадань напруг!) уздовж будь-якого замкнутого контура дорівнює нулю.

$$\sum U_k = 0 .$$

1.1.10. Заземлення однієї точки схеми

При заземленні однієї будь-якої точки схеми розподіл струму в схемі не міняється, тому що ніяких нових віток, по яких могли б протікати струми, при цьому не утворюється. Інакше буде якщо заземлити дві або більшу кількість точок схеми, що мають різні потенціали. У цьому випадку через землю утворяться додаткові вітки, а сама схема стає відмінною від вихідної і розподіл струму в ній міняється.

1.1.11. Потенціальна діаграма

Електричний стан кожного елемента ділянки електричного кола наглядно представляють у вигляді потенціальної діаграми. На такій діаграмі вздовж осі абсцис відкладаються послідовно значення опорів, між кожною парою сусідніх точок схеми ділянки кола, що аналізується, по осі ординат – потенціали цих точок.

В якості приклада розглянемо потенціальну діаграму нерозгалуженої ділянки схеми електричного кола по рис. 1.10, а, між точками *a* та *e*. Для побудови потенціальної діаграми необхідно вибрати початок відліку значень потенціалів. За початок відліку значень потенціалів вибирають нульовий рівень потенціалу, довільно прийнявши рівним нулю потенціал однієї (будь-якої) точки кола. Якщо одна з точок кола заземлена, то вважають рівним нулю потенціал цієї заземленої точки.

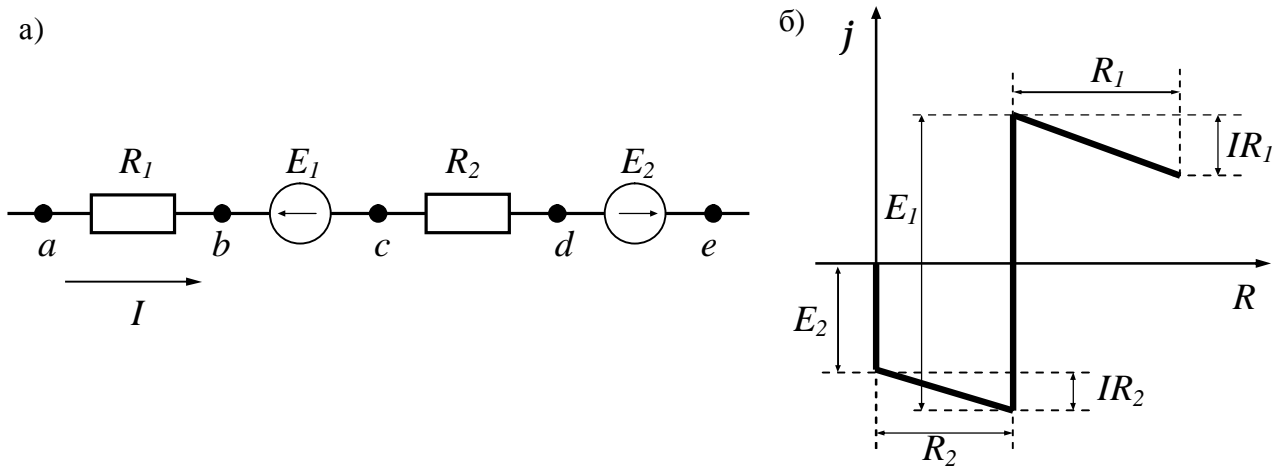


Рис. 1.10. Ділянка електричного кола (а) та потенціальна діаграма для цієї ділянки

Прийmemo при побудові діаграми рівним нулю потенціал точки e (рис. 1.10, б). При переміщенні вздовж ділянки схеми електричного кола, що розглядується, від точки e до точки a будемо мати діаграму розподілу потенціалів. Якщо за початок відліку значень потенціалів вибрати нульовий потенціал будь-якої іншої точки електричного кола, то потенціальна діаграма тільки зміститься вздовж осі потенціалів так, щоб на осі абсцис знаходився потенціал обраної точки.

Потенціальну діаграму можна побудувати не тільки для нерозгалуженої ділянки електричного кола, але для будь-якої ділянки електричного кола, якщо відомі значення струмів у резистивних елементах та, звісно, ЕРС та опори джерел.

1.1.12. Енергетичний баланс в електричних колах

При протіканні струмів по опорах у них виділяється тепло. На підставі закону збереження енергії кількість тепла, що виділяється в одиницю часу в опорах схеми повинне дорівнювати енергії, що доставляється за той саме час джерелом живлення.

Якщо через джерело ЕРС E тече струм I так, що напрямком струму збігається з напрямком ЕРС, то джерело ЕРС доставляє в коло, в одиницю часу, енергію (чи потужність), рівну EI (добуток EI входить з позитивним знаком у рівняння енергетичного балансу). Якщо ж струм I спрямований зустрічно ЕРС E , то джерело ЕРС не поставляє енергію, а споживає її (наприклад, заряджається акумулятор). Відповідно в цьому випадку добуток EI входить у рівняння енергетичного балансу з негативним знаком.

Рівняння енергетичного балансу при живленні тільки від джерел ЕРС записуються в такий спосіб:

$$\sum I^2 R = \sum EI. \quad (1.7)$$

Якщо схема живиться не тільки від джерел ЕРС, але і від джерел струму, тобто до окремих вузлів схеми підтікають і витікають струми від джерел стру-

му, то при складанні енергетичного балансу необхідно ще врахувати енергію, що доставляється джерелами струму. Припустимо, що до вузла a схеми підтікає струм I_k від джерела струму, а від вузла b цей струм витікає. Потужність, що доставляється джерелом струму дорівнює $U_{ab}I_k$. Напряга U_{ab} і струми в вітках схеми повинні бути розраховані з врахуванням струму, що підтікає від джерела струму. Це простіше зробити за методом вузлових потенціалів [1, 2, 3].

З врахуванням цього в загальному виді рівняння енергетичного балансу запишеться в такий спосіб:

$$\sum I^2 R = \sum EI + \sum U_{ab} I_k \quad (1.8)$$

1.1.13. Активний і пасивний двополюсники

У будь-якій електричній схемі завжди можна думкою виділити якусь одну вітку, а всю іншу частину схеми, поза залежністю від її структури і складності, зобразити деяким прямокутником (рис. 1.11, а). Стосовно виділеної вітки вся схема, позначена прямокутником, являє собою так званий двополюсник. Таким чином, двополюсник – це узагальнене видання схеми, що своїми двома вихідними затискачами (полюсами) приєднується до виділеної вітки.

Якщо в двополюснику є ЕРС або (і) джерело струму, то такий двополюсник називають активним. У цьому випадку на прямокутнику ставиться буква "А" (перша буква слова активний, рис. 1.11, а і б).

Якщо в двополюснику немає ні ЕРС, ні джерела струму, то його називають пасивним. У цьому випадку на прямокутнику або не ставиться ніякої букви, або ставиться буква П (перша буква слова пасивний, див. рис. 1.11, в).

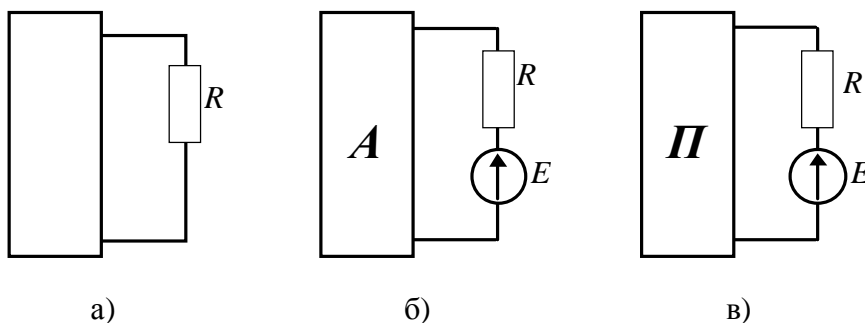


Рис. 1.11. Двополюсник (а) загальне зображення його на електричних схемах, (б) – активний двополюсник, (в) – пасивний

1.1.14. Передача енергії по лінії передачі

Спрощена схема лінії передачі електричної енергії зображена на рис. 1.12. На ній U_1 – напруга генератора на початку лінії, U_2 – напруга на навантаженні R_2 , R_1 – опір проводів лінії, R_2 – опір навантаження наприкінці лінії.

При передачі великих потужностей (наприклад, декількох десятків мегават), у реальних лініях передач ККД складає 0,94 – 0,97, а U_2 лише на кілька відсотків менше U_1 .

Якщо по лінії передачі з опором R_1 навантаженню повинна бути передана потужність P_2 , то коефіцієнт корисної дії передачі буде тим вище, чим більше напруга U_1 , на початку лінії. У цьому можна переконатися в такий спосіб: зниження U_1 викликає зниження U_2 , а зменшення U_2 при незмінному P_2 приведе до зменшення R_2 $\left(R_2 = \frac{U_2^2}{P_2} \right)$. Зниження R_2

при $P_2 = const$ приведе до зменшення ККД $h = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Характер зміни потужності на початку лінії P_1 , потужності в навантаженні P_2 коефіцієнти корисної дії h і напруги на навантаженні U_2 в функції від струму по лінії при незмінній напрузі на вході лінії U_1 , і незмінному опорі проводів лінії R_1 ілюструється кривими рис. 1.13. По осі абсцис на цьому рисунку відкладений струм I , по осі ординат P_1 , P_2 , U_2 та h .

Максимальне значення струму $I_{\max} = \frac{U_1}{R_1}$ має місце при короткому замиканні навантаження. Криві побудовані по рівняннях:

$$P_1 = U_1 I; \quad P_2 = U_1 I - I^2 R_1; \quad U_2 = U_1 - R_1 I.$$

$$h = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{R_1 I}{U_1};$$

§ 1.2. Розрахунок простих кіл постійного струму

Лінійні електричні кола підкоряються принципу суперпозиції і розраховуються аналітично. Простими лінійними колами постійного струму є такі кола, що розраховуються з застосуванням тільки закону Ома. Прості лінійні кола постійного струму містять один або декілька джерел енергії розміщених тільки в одній вітці схеми. Розрізняють три типи з'єднання приймачів у простих колах постійного струму: послідовне, паралельне і змішане з'єднання.

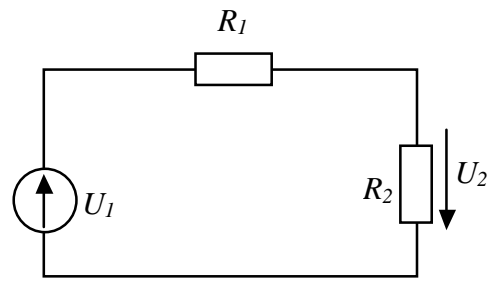


Рис. 1.12. Спрощена схема лінії передачі електричної енергії

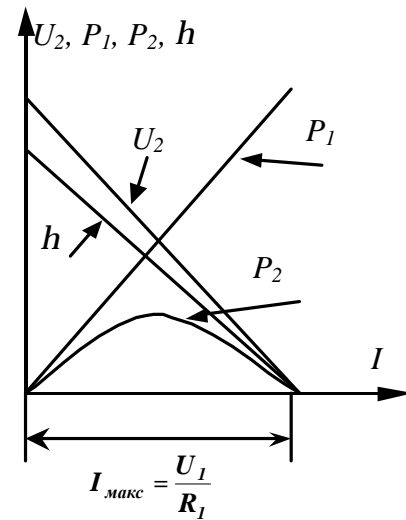


Рис. 1.13. Зміна напруги на навантаженні U_2 , потужності на початку лінії P_1 , потужності в навантаженні P_2 коефіцієнти корисної дії h у функції від струму по лінії при незмінній напрузі на вході лінії U_1

1.2.1. Послідовне з'єднання приймачів

Послідовно з'єднані приймачі (табл. 1.1) мають загальний струм і кожний своє спадання напруги. При послідовному з'єднанні струм

$$I = \frac{U}{(R_1 + R_2 + \mathbf{K} + R_n)} = \frac{U}{\sum R}. \quad (1.9)$$

Послідовне з'єднання застосовують, коли треба зменшити струм або коли живляча напруга більше, чим номінальна напруга окремих приймачів:

$$U = U_1 + U_2 + \dots + U_n. \quad (1.10)$$

Його недоліки:

- для забезпечення номінального режиму роботи кожного приймача усі вони повинні мати номінальний струм;
- обрив кола в одному з приймачів приводить до відключення всіх приймачів.

Останній недолік дуже широко використовується для захисту приймачів від струму, що перевищує номінальний і може привести до виходу приймачів з ладу. Для такого захисту використовуються пристрої, які називають *запобіжниками*.

1.2.2. Паралельне з'єднання приймачів

Паралельно з'єднані приймачі (табл. 1.1) мають загальну напругу і кожен свій струм. При такому з'єднанні приймачів струми кожного з приймачів визначаються співвідношеннями:

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = UG_1; \quad I_2 = \frac{U}{R_2} = UG_2; \quad \dots; \quad I_n = \frac{U}{R_n} = UG_n,$$

де G_i – провідність кожного приймача.

Загальний струм кола розраховують використовуючи вираження

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum I. \quad (1.11)$$

Перевага паралельного з'єднання приймачів – незалежність кожного приймача від іншого.

При розрахунку кіл послідовно і паралельно з'єднані приймачі можна замінити еквівалентним приймачем, параметри якого визначаються в такий спосіб:

Для послідовно з'єднаних приймачів:

$$R_{екв} = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum R; \quad (1.12)$$

$$G_{екв} = \frac{1}{R_{екв}}. \quad (1.13)$$

Послідовне і паралельне з'єднання приймачів

З'єднання	Послідовне	Паралельне
Схеми заміщення		
Еквівалентні схеми заміщення		
Загальна властивість кіл	$U = U_1 + U_2 + \dots + U_n$	$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum I$
Еквівалентні опір і провідність	$R_{екв} = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum R$	$G_{екв} = G_1 + G_2 + \dots + G_n = \sum G$
Еквівалентний перехід	$R_{екв} = \frac{I}{G_{екв}}$	
Баланс потужності	$P = P_1 + P_2 + \dots + P_n = \sum P$	

Для паралельно з'єднаних приймачів:

$$G_{екв} = G_1 + G_2 + \dots + G_n = \frac{I}{R_1} + \frac{I}{R_2} + \dots + \frac{I}{R_n}; \quad (1.14)$$

$$R_{екв} = \frac{I}{G_{екв}}; \quad (1.15)$$

Найбільше часто зустрічається два або три паралельно з'єднаних приймачі (рис. 1.14). Запишемо вираження для таких схем з'єднання приймачів.

Для двох паралельно з'єднаних приймачів (рис. 1.14, а) еквівалентний опір визначається з вираження

$$R_{екв} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Для трьох паралельно з'єднаних приймачів (рис. 14, б) еквівалентний опір визначається з вираження

$$R_{екв} = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}.$$

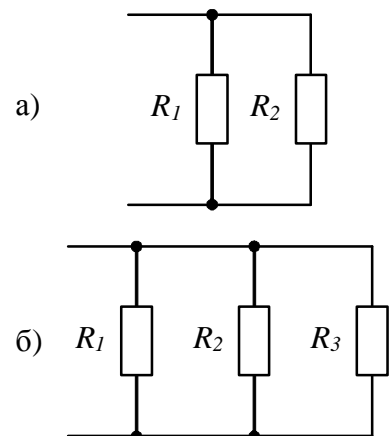


Рис. 1.14. Два (а) та три (б) паралельно з'єднані приймачі

Потужність, спожита з мережі, при будь-якій схемі з'єднання приймачів, дорівнює арифметичній сумі потужностей спожитих окремими приймачами

$$P = P_1 + P_2 + \dots + P_n = \sum P . \quad (1.16)$$

1.2.3. Змішане з'єднання приймачів

Змішаним з'єднанням приймачів називають сполучення послідовного і паралельного з'єднань приймачів (рис. 1.15, а).

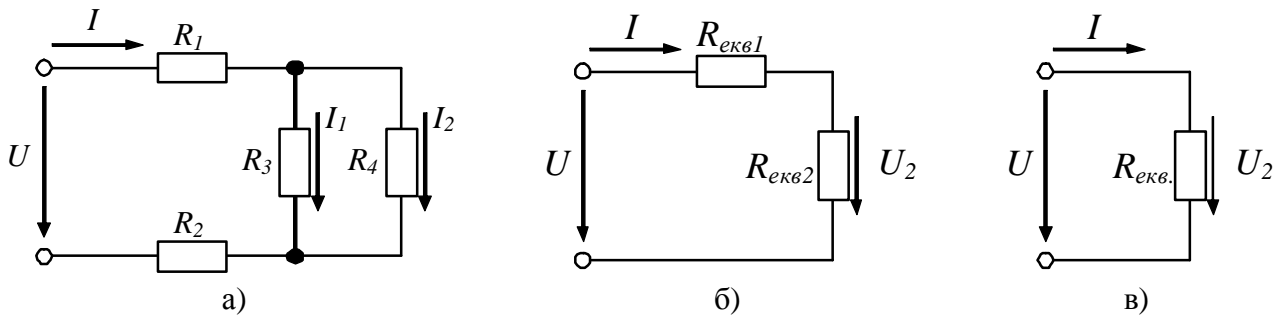


Рис. 1.15. Змішане з'єднання приймачів (а), спрощена (б) та гранично згорнута (в) вихідна схема

Звичайно задається напруга U_1 і значення всіх опорів R_i . Для розрахунку струмів використовують метод еквівалентних перетворень:

1. Усі послідовно ввімкнені елементи замінюють одним еквівалентним $R_{екв1}$, а паралельно з'єднані елементи – еквівалентним $R_{екв2}$.

2. Величини еквівалентних опорів визначають, використовуюючи вирази (1.12, 1.13, 1.14, 1.15).

3. Розраховують загальний опір кола (рис. 1.15, б) $R_{екв.}$ як суму послідовно з'єднаних двох елементів, $R_{екв1}$ і $R_{екв2}$.

4. Схема гранично згорнута (рис. 1.15, в). Використовуючи закон Ома знаходимо величину струму I у колі.

5. Розвертаємо схему в зворотному напрямку. По рис. 1.15, б знаходимо спадання напруги на $R_{екв2}$: $U_2 = R_{екв2}I$.

6. По рис. 1.15, а знаходимо струми в вітках схеми I_1 і I_2 :

$$I_1 = \frac{U_2}{R_1} ; \quad I_2 = \frac{U_2}{R_2} ;$$

7. Потужність кола визначають по (1.16), де P_1, P_2, P_3, P_n – потужності, що виділяються на кожному із приймачів.

$$P_i = R_i I_i^2 .$$

Приклад 1.1. Розрахувати струми в вітках схеми, представленої на рис. 1.16, якщо $R_1 = 250 \text{ Ом}; R_2 = 137 \text{ Ом}; R_3 = 150 \text{ Ом}; R_4 = 248 \text{ Ом}; R_5 = R_6 = 500 \text{ Ом}; R_7 = 200 \text{ Ом}; U = 250 \text{ В}$.

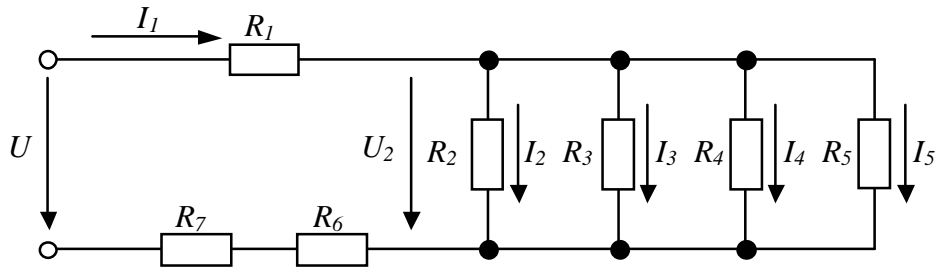


Рис. 1.16. Схема для розрахунку приклада 1.1.

Рішення:

Розраховуємо еквівалентний опір $R_{екв1}$ послідовно з'єднаних елементів R_1 , R_6 і R_7 :

$$R_{екв1} = R_1 + R_6 + R_7 = 50 + 500 + 250 = 950 \text{ Ом} .$$

Далі розраховуємо еквівалентний опір паралельно з'єднаних опорів R_2 , R_3 , R_4 і R_5 :

$$\frac{1}{R_{екв2}} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} .$$

Після перетворень запишемо

$$R_{екв2} = \frac{R_2 R_3 R_4 R_5}{R_3 R_4 R_5 + R_2 R_4 R_5 + R_2 R_3 R_5 + R_2 R_3 R_4} .$$

Підставивши дані одержимо:

$$R_{екв2} = \frac{137 \cdot 150 \cdot 248 \cdot 500}{150 \cdot 248 \cdot 500 + 137 \cdot 248 \cdot 500 + 137 \cdot 150 \cdot 500 + 137 \cdot 150 \cdot 248} = 50 \text{ Ом} .$$

Перейдемо від схеми (рис. 1.16, а) до спрощеної схеми кола (рис. 1.15, б). Після цього визначимо загальний опір усього кола, як суму $R_{екв1}$ і $R_{екв2}$:

$$R_{екв.заг} = R_{екв1} + R_{екв2} = 950 + 50 = 1000 \text{ Ом} .$$

Спростимо схему (рис. 15, б) до виду, наведеного на рис. 1.15, в, і, використовуючи закон Ома, визначимо струм I_1 у всій схемі

$$I_1 = \frac{U}{R_{екв.}} = \frac{250}{1000} = 0,25 \text{ А} .$$

Знаючи струм у колі, визначимо спадання напруги на опорі $R_{екв2}$:

$$U_2 = R_{екв2} I_1 = 50 \cdot 0,25 = 12,5 \text{ В} .$$

Здійснимо зворотнє перетворення кола (перейдемо від рис. 1.15, в, до рис 1.16). Знаючи напругу, яка прикладена до опорі $R_{екв2}$, тобто напругу, прикладену до кожного з опорів R_2 , R_3 , R_4 і R_5 , визначимо струми в вітках вихідної схеми (рис. 1.16):

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2} = \frac{12,5}{137} = 0,091 \text{ А} ; \quad I_3 = \frac{U_2}{R_3} = \frac{12,5}{150} = 0,05 \text{ А} ;$$

$$I_4 = \frac{U_2}{R_4} = \frac{12,5}{248} = 0,0504 \text{ А} ; \quad I_5 = \frac{U_2}{R_5} = \frac{12,5}{500} = 0,025 \text{ А} .$$

Таким чином, застосовуючи закон Ома та еквівалентні перетворення кіл можна визначити струми в вітках подібних схем.

В ряді випадків розрахунок складного електричного кола спрощується, якщо в цьому колі замінити групу резистивних елементів другою еквівалент-

ною групою, в якій елементи з'єднані інакше, ніж у заданому колі. Взаємна еквівалентність двох груп резистивних елементів визначається тим, що після заміни режим роботи той частини схеми, що залишилась, не зміниться. Найпростішим прикладом такого перетворювання є схема, що була розглянута в прикладі 1.1.

В загальному випадку електричне коло з резистивних елементів з'єднаних за схемою n -променева зірка може бути заміщена еквівалентним колом за схемою n -кутовий багатокутник. У зворотному напрямку перетворення можливо в обмеженій кількості випадків. Зокрема, перетворення в обох напрямках можливі для кіл резистивних елементів, з'єднаних за схемами трикутник та трипроменева зірка (рис.1.17). Таке перетворення часто застосовується для складних кіл постійного струму, а також при розрахунку складних кіл трифазного струму.

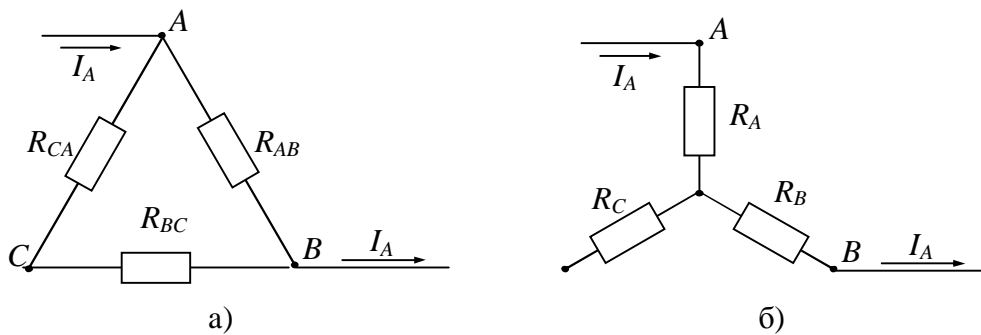


Рис. 1.16. З'єднання резистивних опорів за схемами трикутник (а) та трипроменева зірка (б).

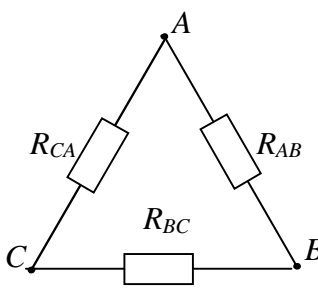
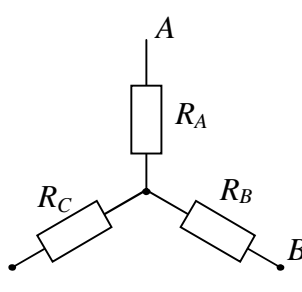
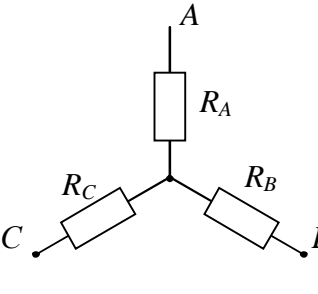
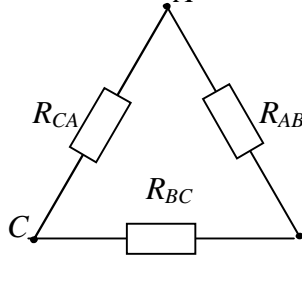
Враховуючи все вищесказане (см. п. 1.2.1. – 1.2.4.) можливі ділянки з'єднань опорів кіл постійного струму можуть бути поєднані у одну таблицю (табл. 1.2.) де наведені вихідна ділянка поєднання опорів, еквівалентна ділянка та формули визначення еквівалентних опорів.

Характерним прикладом спрощення розрахунків з використанням методу перетворення кіл може слугувати перетворення мостової схеми з'єднання резистивних елементів (рис. 1.18). Після заміни одного з кіл з'єданого за схемою трикутник ($R_3 - R_4 - R_5$) еквівалентним електричним колом, з'єднаним за схемою зірка все коло можна розглядати як змішане з'єднання елементів.

Таблиця 1.2.

Еквівалентні перетворення електричних кіл

Тип з'єднання	Схема ділянки кола	Еквівалентна схема ділянки	Формула визначення еквівалентного опору
Послідовне			$R_{екв} = \sum_{i=1}^n R_i$
Паралельне			$R_{екв} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$

Тип з'єднання	Схема ділянки кола	Еквівалентна схема ділянки	Формула визначення еквівалентного опору
Трикутник			$R_A = \frac{R_{AB}R_{CA}}{\sum R_{\Delta}}$ $R_B = \frac{R_{BC}R_{AB}}{\sum R_{\Delta}}$ $R_C = \frac{R_{CA}R_{BC}}{\sum R_{\Delta}}$
Зірка			$R_{AB} = R_A + R_B + \frac{R_A R_B}{R_C}$ $R_{BC} = R_B + R_C + \frac{R_B R_C}{R_A}$ $R_{CA} = R_C + R_A + \frac{R_C R_A}{R_B}$

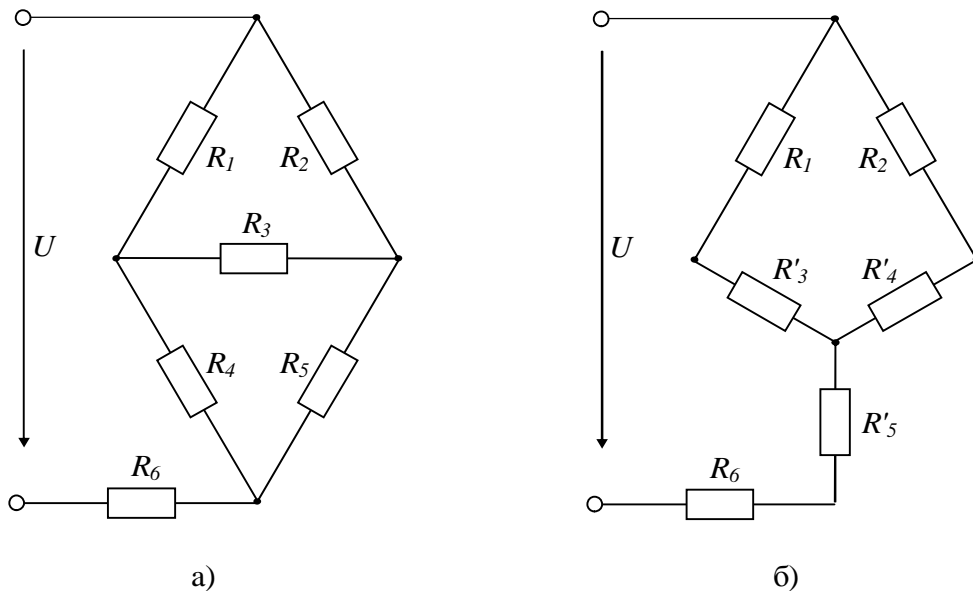


Рис. 1.17. Приклад застосування методу перетворення кіл:
а – вихідна схема; б - еквівалентна схема.

§ 1.3. Розрахунок складних лінійних електричних кіл постійного струму

Складними електричними колами постійного струму називають розгалужені електричні кола з декількома джерелами ЕРС або струму, розміщеними в різних вітках. Розрахунок таких кіл заснований на застосуванні законів Кирхгофа або на застосуванні інших методів, що використовуються для розрахунку електричних кіл постійного струму.

1.3.1. Розрахунок складних лінійних електричних кіл постійного струму з застосуванням законів Кирхгофа

Рівняння, складені на підставі законів Кирхгофа використовуються для знаходження струмів у вітках схеми. Так як в кожній вітці схеми тече свій струм, то число невідомих струмів дорівнює числу віток схеми. Перед тим, як складати рівняння, необхідно:

а) довільно вибрати позитивні напрямки струмів у вітках і позначити їх на схемі;

б) вибрати позитивні напрямки обходу контурів для складання рівнянь по другому закону Кирхгофа.

Позитивні напрямки обходу контурів рекомендується вибрати однако-вими для всіх контурів, наприклад, усі по годинній стрілці.

Позначимо число віток схеми через b , а число вузлів через c . Для того, щоб одержати лінійно незалежні рівняння, за першим законом Кирхгофа складається число рівнянь, рівне числу вузлів без одиниці, тобто $c - 1$. За другим законом Кирхгофа складається число рівнянь, кількість яких дорівнює числу віток, за винятком числа рівнянь складених за першим законом Кирхгофа, тобто:

$$b - (c - 1)$$

При складанні рівнянь за другим законом Кирхгофа необхідно стежити за тим, щоб у кожен новий контур, для якого складається рівняння, входила хоча б одна нова вітка, що не ввійшла в попередні контури, для яких уже складені рівняння за другим законом Кирхгофа. Такі контури називаються *незалежними*.

Приклад 1.2. Знайти струми в вітках схеми рис. 1.19 для якої задано $E_1 = 80 \text{ В}$, $E_2 = 64 \text{ В}$, $R_1 = 6 \text{ Ом}$, $R_2 = 4 \text{ Ом}$, $R_3 = 3 \text{ Ом}$, $R_4 = 1 \text{ Ом}$.

Рішення:

Довільно вибираємо позитивні напрямки струмів у вітках схеми (рис. 1.19). У схемі є два вузли ($c = 2$) і три вітки $b = 3$ утворені елементами: R_1E_1 , R_2E_2 , R_3R_4 .

Отже, за першим законом Кирхгофа можна скласти тільки одне рівняння

$$I_1 + I_2 = I_3 \quad (\text{П.1})$$

Неважно переконалися в тім, що для другого вузла рівняння буде аналогічне. За другим законом Кирхгофа треба скласти

$$b - (c - 1) = 3 - (2 - 1) = 2$$

рівняння.

Позитивні напрямки обходу контурів вибираємо по годинній стрілці.

Для контуру $R_1 - E_1 - R_2 - E_2$ рівняння має вид

$$I_1 R_1 - I_2 R_2 = E_1 + E_2 \quad (\text{П.2})$$

Знак “плюс” перед $I_1 R_1$ узятий тому, що напрямок струму I_1 збігається з напрямком

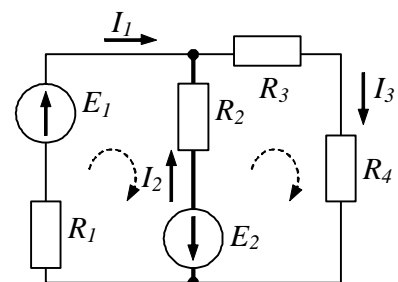


Рис. 1.19. Схема для розрахунку прикладу 1.2

обходу контуру. Знак “мінус” перед $I_2 R_2$ – тому, що струм I_2 має напрямок зустрічно обходу контуру.

Для контуру $E_2 R_2 R_3 R_4$ рівняння має вид

$$I_2 R_2 + I_3 (R_3 + R_4) = -E_2 \quad (\text{П.3})$$

Знак “мінус” перед E_2 – тому, що напрямок дії E_2 протилежний напрямку обходу.

Спільне рішення рівнянь (П.1), (П.2) і (П.3) дає $I_1 = 14 \text{ A}$, $I_2 = -15 \text{ A}$, $I_3 = -1 \text{ A}$.

Оскільки позитивні напрямки струмів вибиралися довільно, то в результаті розрахунку який-небудь один або кілька струмів можуть виявитися негативними. Так, у розглянутому прикладі негативними виявилися струми I_2 і I_3 . Негативні знаки в струмів варто розуміти так: напрямок струмів I_2 і I_3 не збігаються з напрямками, прийнятими для них (рис. 1.19) за позитивні, тобто у дійсності струми I_2 і I_3 течуть у зворотному напрямку.

1.3.2. Розрахунок складних лінійних електричних кіл постійного струму з застосуванням методу контурних струмів

Для практичних розрахунків електричних кіл розроблено ряд методів, більш ощадливих у змісті витрат часу і праці, чим метод розрахунку електричних кіл за законами Кирхгофа. Найбільше розповсюдженим з них є метод контурних струмів та метод вузлових потенціалів. Крім вище означених методів розрахунку складних лінійних електричних кіл постійного струму використовується також ще ряд методів. Вони докладно розглянуті в [1, 2, 3].

Метод контурних струмів є похідним від методу, побудованого на безпосередньому застосуванні законів Кирхгофа.

Контурний струм – це фіктивний струм, що приписується будь-якому контуру та проходить по всім віткам цього контуру.

Число контурних струмів визначається структурою конкретного електричного кола. При цьому контури вибираються довільно, але вони повинні бути *незалежними*, тобто кожен черговий контур повинен містити хоча б одну вітку, що не входить у інші контури, а в підсумку не повинно залишитися віток, по яким не пройшов хоча б один контурний струм. Позначається контурний струм подвійним індексом, по номеру контуру, наприклад I_{kk} . Напрямок струму кожного контуру вибирається довільно (бажано однаковий для всіх контурів), а напрямок обходу контуру – по напрямку його струму.

Для кожного контуру складається рівняння за другим законом Кирхгофа. При цьому для суміжних віток, що входять до складу двох (або більше) контурів, спадання напруги записується від усіх контурних струмів зі своїми знаками. Так, для кола, зображеного на рис. 1.20, із заданими ЕРС E_1 , E_2 , E_3 , внутрішніми опорами R_{01} , R_{02} , R_{03} і параметрами споживачів R_1 , R_2 , R_3 , запишемо наступну систему рівнянь для контурних струмів I_{11} та I_{22} :

$$\begin{cases} (R_2 + R_{02} + R_1 + R_{01})I_{11} - (R_2 + R_{02})I_{22} = E_2 - E_1 \\ (R_3 + R_{03} + R_2 + R_{02})I_{22} - (R_2 + R_{02})I_{11} = E_3 - E_2 \end{cases}$$

Результатом розв’язання цієї системи є контурні струми I_{11} та I_{22} .

Дійсні струми у вітках визначаються як алгебраїчна сума контурних струмів, що проходять по конкретно вітці, що розглядається (позитивні напрямки задають дійсні струми, а контурні струми одного напрямку з дійсними струмами беруться зі знаком «+», струми протилежного напрямку – зі знаком «-»). У даному випадку по рис. 1.20 маємо дійсні струми

$$I_1 = -I_{11}, \quad I_2 = I_{22} - I_{11}, \quad I_3 = I_{22}.$$

У загальному випадку, для будь-якого складного кола, що має n контурних струмів, можна скласти формалізовану систему рівнянь:

$$\begin{cases} R_{11}I_{11} + R_{12}I_{22} + \mathbf{K} + R_{1k}I_{kk} + \mathbf{K} + R_{1n}I_{nn} = E_{11} \\ R_{21}I_{11} + R_{22}I_{22} + \mathbf{K} + R_{2k}I_{kk} + \mathbf{K} + R_{2n}I_{nn} = E_{22} \\ \mathbf{LL} \quad \mathbf{LL} \quad \mathbf{L} \quad \mathbf{LL} \quad \mathbf{L} \quad \mathbf{LL} \quad \mathbf{LL} \\ R_{n1}I_{11} + R_{n2}I_{22} + \mathbf{K} + R_{nk}I_{kk} + \mathbf{K} + R_{nn}I_{nn} = E_{nn} \end{cases} \quad (1.17)$$

Тут n - поточний номер контуру; $R_{11}, R_{22}, \dots, R_{nn}$ - власні опори контурів, що дорівнюють сумі опорів усіх елементів, що входять у даний контур; $R_{12} = R_{21}, R_{kn} = R_{nk}$ - взаємні опори - сумарні опори у відповідних суміжних вітках, тобто, наприклад, у вітці, що входить і в 1-й, і в 2-й контури. Взаємні опори записуються зі знаком «-». E_{11}, E_{22}, E_{nn} - контурні ЕРС, кожна з котрих дорівнює алгебраїчній сумі ЕРС відповідного контуру. При цьому знак кожної ЕРС, що входить до контуру, визначається напрямком обходу контуру: ЕРС позитивна при співпаданні напрямку обходу та напрямком дії ЕРС, та негативна - якщо вони не співпадають.

Приклад 1.3. Знайти струми в вітках схеми рис. 1.21 для якої задано $E_1 = 180 \text{ В}, E_2 = 60 \text{ В}, R_1 = 6 \text{ Ом}, R_2 = 4 \text{ Ом}, R_3 = 3 \text{ Ом}, R_4 = 1 \text{ Ом}, R_5 = 10 \text{ Ом}, R_6 = 5 \text{ Ом}, R_7 = 7 \text{ Ом}.$

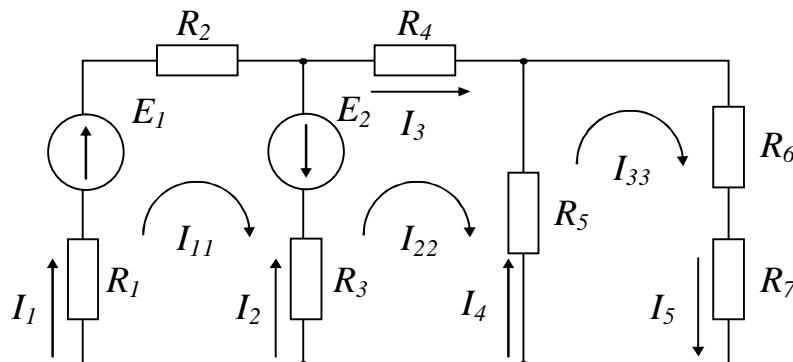


Рис. 1.21. Схема до прикладу 1.3.

1. Оберемо напрямок дії контурних струмів довільним образом (наприклад, по годинниковій стрілці).
2. Для кожного контуру запишемо рівняння за другим законом Кирхгофа формалізованого виду:

$$\begin{cases} I_{11}R_{11} + I_{22}R_{12} + I_{33}R_{13} = E_{11} \\ I_{11}R_{21} + I_{22}R_{22} + I_{33}R_{23} = E_{22} \\ I_{11}R_{31} + I_{22}R_{32} + I_{33}R_{33} = E_{33} \end{cases}$$

3. Визначимо параметри, що входять у цю систему:

– Власні опори контурів – вони дорівнюють сумі опорів усіх елементів, що входять у даний контур:

$$R_{11} = R_1 + R_2 + R_3 = 6 + 4 + 3 = 13 \text{ Ом};$$

$$R_{22} = R_3 + R_4 + R_5 = 3 + 1 + 10 = 14 \text{ Ом};$$

$$R_{33} = R_5 + R_6 + R_7 = 10 + 5 + 7 = 22 \text{ Ом}.$$

– Взаємні опори контурів – сумарні опори в суміжних вітках відповідних контурів (записуються зі знаком «-», так як контурні струми в суміжних вітках направлені друг на зустріч другу):

$$R_{12} = R_{21} = -R_3 = -3 \text{ Ом};$$

$$R_{13} = R_{31} = 0 \text{ Ом} - \text{ці контури не мають суміжних віток};$$

$$R_{23} = R_{32} = -R_5 = -10 \text{ Ом};$$

– Контурні ЕРС – дорівнюють алгебраїчній сумі ЕРС відповідного контуру:

$$E_{11} = E_1 + E_2 = 180 + 60 = 240 \text{ В};$$

$$E_{22} = -E_2 = -60 \text{ В};$$

$$E_{33} = 0 \text{ В} - \text{у даному контурі відсутні джерела ЕРС}.$$

4. Перепишемо систему рівнянь, підставивши у неї параметри, знайдені вище:

$$\begin{cases} 13I_{11} - 3I_{22} + 0 \cdot I_{33} = 240; \\ -3I_{11} + 14I_{22} - 10I_{33} = -60; \\ 0 \cdot I_{11} - 10I_{22} + 22I_{33} = 0. \end{cases}$$

5. Рішимо цю систему, використовуючи метод Крамера.

Спільний визначник системи дорівнює:

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 13 & -3 & 0 \\ -3 & 14 & -10 \\ 0 & -10 & 22 \end{vmatrix} = [13 \cdot 14 \cdot 22 + (-3) \cdot (-10) \cdot 0 + (-3) \cdot (-10) \cdot 0] - [0 \cdot 0 \cdot 14 + (-3) \cdot (-3) \cdot 22 + (-10) \cdot (-10) \cdot 13] = 4004 - 1498 = 2506$$

Частинні визначники системи дорівнюють:

$$\Delta_I = \begin{vmatrix} E_{11} & R_{12} & R_{13} \\ E_{22} & R_{22} & R_{23} \\ E_{33} & R_{32} & R_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 240 & -3 & 0 \\ -60 & 14 & -10 \\ 0 & -10 & 22 \end{vmatrix} = [240 \cdot 14 \cdot 22 + (-3) \cdot (-10) \cdot 0 + (-60) \cdot (-10) \cdot 0] - [0 \cdot 0 \cdot 14 + (-3) \cdot (-60) \cdot 22 + (-10) \cdot (-10) \cdot 240] = 73920 - 27960 = 45960$$

Аналогічно знаходимо:

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} R_{11} & E_{11} & R_{13} \\ R_{21} & E_{22} & R_{23} \\ R_{31} & E_{33} & R_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 13 & 240 & 0 \\ -3 & -60 & -10 \\ 0 & 0 & 22 \end{vmatrix} = -1320; \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} R_{11} & R_{12} & E_{11} \\ R_{21} & R_{22} & E_{22} \\ R_{31} & R_{32} & E_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 13 & -3 & 240 \\ -3 & 14 & -60 \\ 0 & -10 & 0 \end{vmatrix} = 600$$

6. Розв'язком системи є контурні струми:

$$I_{11} = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{45960}{2506} = 18.339 \text{ А}; \quad I_{22} = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{-1320}{2506} = -0.527 \text{ А}; \quad I_{33} = \frac{\Delta_3}{\Delta} = \frac{600}{2506} = 0.239 \text{ А}.$$

7. Позначимо на схемі (рис. 1,20) напрямки струмів у кожній вітці та визначимо їх:

$$I_1 = I_{11} = 18.339 \text{ А}; \quad I_2 = I_{22} - I_{11} = -0.527 - 18.339 = -18.866 \text{ А}; \quad I_3 = I_{22} = -0.527 \text{ А};$$

$$I_4 = I_{33} - I_{22} = 0.239 - (-0.527) = 0.766 \text{ А}; \quad I_5 = I_{33} = 0.239 \text{ А};$$

Від'ємний результат показує, що реально струм має напрямок у протилежну сторону.

8. Перевірка розв'язку по балансу потужностей:

$$E_1 I_1 - E_2 I_2 = I_1^2 (R_1 + R_2) + I_2^2 R_3 + I_3^2 R_4 + I_4^2 R_5 + I_5^2 (R_6 + R_7);$$

$$180 \cdot 18.339 - (-18.866 \cdot 60) = 18.339^2 (6 + 4) + (-18.866)^2 \cdot 3 + (-0.527)^2 \cdot 1 + 0.766^2 \cdot 10 + 0.239^2 (5 + 7) \\ 4432,98 \text{ Вт} = 4432,98 \text{ Вт}.$$

Якщо дану задачу розв'язувати з використанням методу, заснованого на законах Кирхгофа, то необхідно було б розв'язати систему, що складається з шести рівнянь.

1.3.3. Розрахунок складних лінійних електричних кіл постійного струму з застосуванням методу вузлової напруги

Часто електричне коло містить два вузла або легко може бути перетворене у подібне електричне коло. У цьому випадку метод вузлової напруги (метод вузлових потенціалів, метод двох вузлів) надає можливість дуже просто виконати аналіз та розрахунок електричного кола. Наприклад, коло, схема якого зображена на рис. 1.22, *а*, містить декілька паралельно з'єднаних віток. Зневажаючи опором проводів, з'єднуючих вітки кола, схему рис. 1.22, *а*, можна замінити більш зручною для розглядання (рис. 1.22, *б*).

В залежності від значень та напрямків ЕРС та напруг, а також значень опорів між вузловими точками *a* та *b* встановлюється певна вузлова напруга U_{ab} . Формула вузлової напруги у загальному випадку має вигляд:

$$U_{ab} = \frac{\sum_{k=1}^n E_k G_k + \sum_{k=1}^n U_k G_k}{\sum_{k=1}^n G_k}, \quad (1.18)$$

де E_k – ЕРС джерела, що діє на k -ій вітці; G_k – провідність k -ої вітці; U_k – напруга, що діє на k -ій вітці.

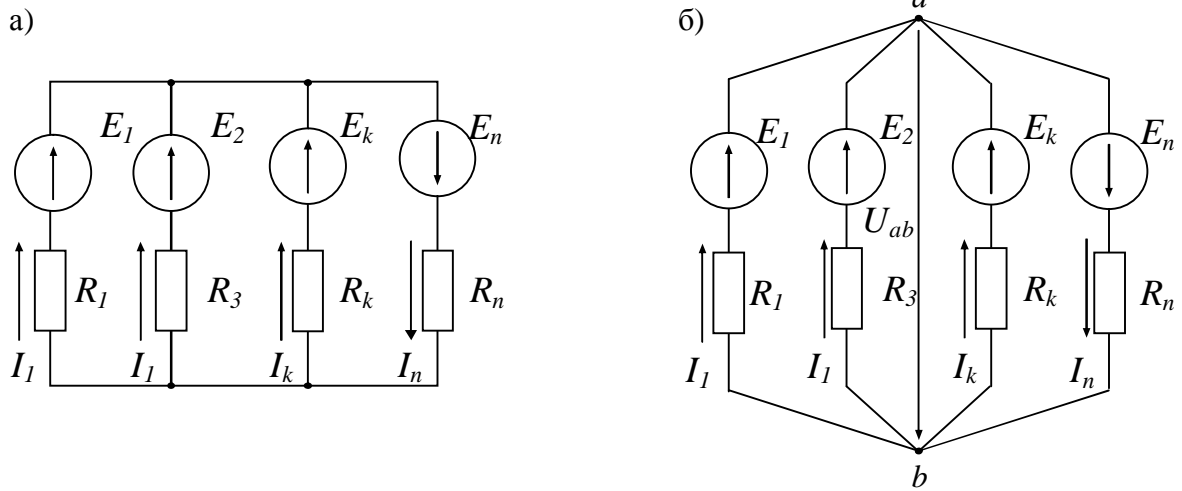


Рис. 1.22. Схеми до пояснення методу вузлових напруг:
 а – початкова схема; б – перетворена схема.

У відповідності до закону Ома для ділянки кола, що містить джерело ЕРС струм визначається як:

$$I_k = \frac{U_{ba} + E_k}{R_k} = (E_k - U_{ab})G_k. \quad (1.19)$$

Перед визначенням напруги за формулою (1.18) треба задатися його позитивним напрямком. Зі знаком «+» у (1.18) повинні входити ЕРС, що мають напрямок між точками a та b зустрічно напрузі, та напруги віток, що мають напрямок згідно з U_{ab} . Знаки у формулі (1.18) не залежать від напрямку струмів віток.

При аналізі та розрахунку електричних кіл методом вузлової напруги доцільно вибирати позитивні напрямки струмів після визначення вузлової напруги. У цьому випадку позитивні напрямки струмів неважко вибрати таким чином, щоб усі вони співпадали з їх дійсними напрямками.

§ 1.4. Нелінійні електричні кола постійного струму

У загальному випадку у всіх електротехнічних пристроях постійного струму залежність струму від напруги $I=f(U)$ між виводами пристрою нелінійна. Якщо ця нелінійність у широкому діапазоні зміни значень струму і напруги невелика, то при розрахунках можна такий електротехнічний пристрій представити лінійною схемою заміщення і вважати його лінійним.

Проте, зустрічається значна кількість електротехнічних пристроїв, в яких залежність $I=f(U)$ істотно нелінійна.

Під нелінійними електричними колами розуміють електричні кола, які містять нелінійні елементи. Нелінійні елементи підрозділяються на нелінійні опори, нелінійні індуктивності та нелінійні ємності.

Нелінійні опори, на відміну від лінійних, мають нелінійні вольтамперні характеристики. Нелінійні опори можуть бути підрозділені на дві великі групи: групу некерованих нелінійних опорів та групу керованих нелінійних опорів.

В керованих нелінійних опорах, на відміну від некерованих, крім основного кола, як правило, є ще принаймні одне допоміжне або керуюче коло, яке впливає на струм або напругу, і за допомогою якого можна деформувати ВАХ основного кола.

В некерованих нелінійних опорах вольтамперні характеристики зображуються однією кривою, а в керованих – сімейством кривих.

У групу некерованих нелінійних опорів входять: лампи накаливання (рис. 1.22, а), тиритові та вилитові опори (рис. 1.22, б), баретери (рис. 1.22, в), двоелектродні напівпровідникові прилади, наприклад, діоди, варикапи, стабілітрони та інші (рис. 1.22, г), електрична дуга, газотрони (рис. 1.22, д), неонові лампи (рис. 1.22, е), а також деякі інші типи нелінійних опорів. Порівняння зовнішніх характеристик нелінійних опорів показує, що існує велика їхня розмаїтість.

У групу керованих нелінійних опорів входять три- (і більш) електродні лампи і напівпровідникові прилади.

Для розрахунку електричних кіл з нелійними електротехнічними пристроями останні необхідно представити у виді нелінійних схем заміщення. У найпростішому випадку елементами нелінійної схеми заміщення є нелінійні резистивні елементи.

Вольтамперна характеристика $I=f(U)$, що визначає властивості нелінійного резистивного елемента, може бути задана аналітично, або графічно у виді таблиці.

У загальному випадку нелінійні схеми заміщення електротехнічних пристроїв постійного струму містять крім нелінійних резистивних елементів ще і нелінійні джерела напруги та струму, нелінійні властивості яких також зада-

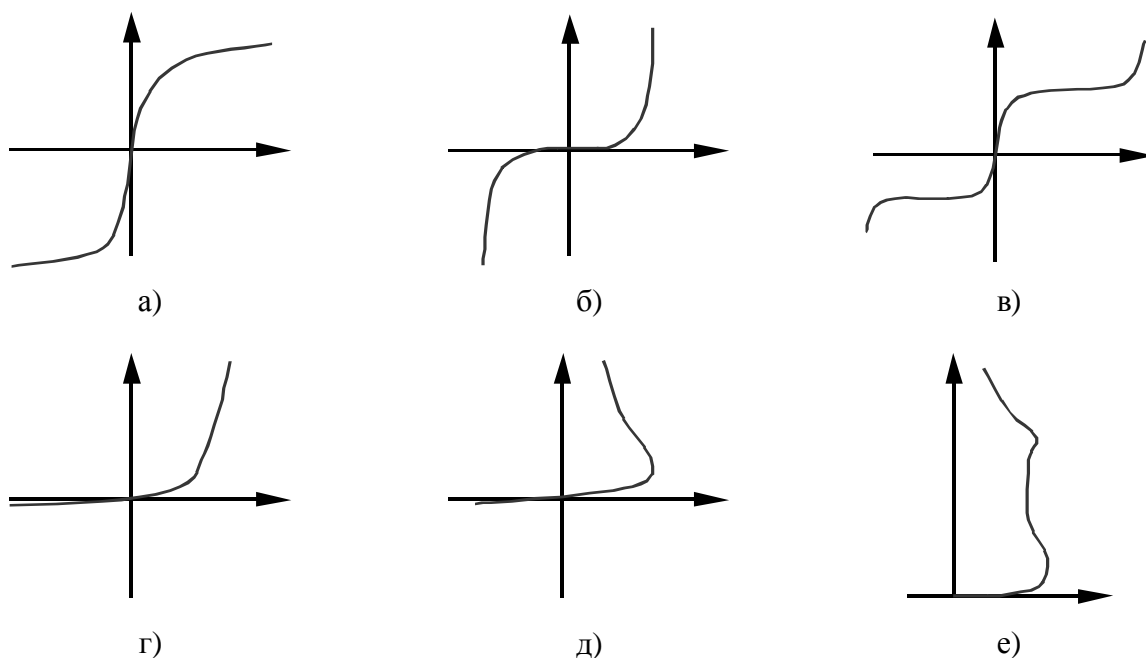


Рис. 1.22. Вольтамперні характеристики нелінійних елементів: лампи накаливання (а), тиритові та вилитові опори (б), баретери (в), двоелектродні напівпровідникові прилади(г), електрична дуга, газотрони (д), неонові лампи (е)

ються їх зовнішніми (вольтамперними) характеристиками.

Внаслідок нелінійності вольтамперних характеристик $I=f(U)$ нелінійних резистивних елементів для розрахунку нелінійних електричних кіл не можна застосовувати метод накладення. Тому не застосовуються зовсім або застосовуються з додатковими обмеженнями всі методи розрахунку електричних кіл, що засновані на методі накладення. У загальному випадку для аналізу нелінійних електричних кіл не застосовуються методи контурних струмів, метод вузлових потенціалів, метод перетворення. Метод еквівалентного генератора [1,2,3] можна застосувати для розрахунку нелінійного електричного кола за умови, що активний двополюсник не містить нелінійних резистивних елементів.

Для розрахунку та аналізу нелінійних електричних кіл постійного струму застосовуються два основних методи – графічний і аналітичний.

Графічний метод. При графічному методі розрахунку послідовність операцій зберігається приблизно тією ж самою, що і при розрахунках лінійних кіл, тільки замість додавання або вирахування значень напруг або струмів здійснюється додавання або вирахування абсцис і ординат відповідних вольтамперних характеристик. Графічний метод розрахунку нелінійних електричних кіл дуже наочний, але досить трудомісткий.

Аналітичний метод. З різних аналітичних методів розрахунку нелінійних електричних кіл найбільше часто застосовується метод лінеаризації вольтамперних характеристик. Цей метод, полягає в тому, що вольтамперна характеристика кожного нелінійного резистивного елемента поділяється на кілька ділянок, кожний з яких потім апроксимується відрізком прямої лінії. Сукупність усіх лінеаризованих ділянок дає апроксимацію вольтамперної характеристики у вигляді ламаної лінії. У межах кожної лінеаризованої ділянки залежність між струмом і напругою задається лінійними рівняннями (з постійними коефіцієнтами). У результаті нелінійний резистивний елемент представляється схемою, що містить елементи з постійними параметрами, тобто лінійною схемою заміщення.

Представивши всі нелінійні резистивні елементи в межах робочих ділянок вольтамперних характеристик відповідними лінійними схемами заміщення, одержимо повну лінійну схему заміщення нелінійного кола. Для розрахунку режиму повної лінійної схеми заміщення можна користатися всіма методами аналізу лінійних кіл за умови, що режим кожного нелінійного елемента визначається робочою точкою, що знаходиться в межах лінеаризованої робочої ділянки його вольтамперної характеристики.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення поняттям "електричне коло", "електрична схема", "вузол", "вітка", "джерело ЕРС", "джерело струму".
2. Що розуміють під ВАХ?
3. Нарисуйте ВАХ джерела ЕРС, джерела струму, лінійного і нелінійного резистора.
4. Запишіть і поясните лінійні співвідношення в електричних колах.
5. Яке з'єднання називається послідовним, паралельним, змішаним, трикутником,

зіркою?

6. Приведіть приклади, що показують корисність перетворення зірки в трикутник і трикутника в зірку.

7. Сформулюйте узагальнений закон Ома і запишіть його для ділянки кола, що містить джерело ЕРС.

8. Сформулюйте закони Кирхгофа і запишіть їх. Для законів Кирхгофа дайте по два формулювання.

9. Як вибирають позитивні напрямки для струмів віток і як зв'язані з ними позитивні напрямки напруг на опорах.

10. Викладіть сутність методів розрахунку електричних кіл з декількома джерелами: методом безпосереднього застосування законів Кирхгофа, контурних струмів і вузлової напруги.

11. Запишіть у буквенному виді, скільки рівнянь варто скласти за першим і скільки за другим законом Кирхгофа.

12. Поясніть етапи побудови потенційної діаграми.

13. У чому відмінність напруги від спадання напруги?

14. Якими методами здійснюється розрахунок нелінійних кіл постійного струму?

Типові задачі

1. Визначити ЕРС генератора і його внутрішній опір, якщо при потужності навантаження $P_1 = 2,7 \text{ кВт}$ напруга на затискачах генератора $U_1 = 225 \text{ В}$, при потужності $P_2 = 1,84 \text{ кВт}$ - напруга $U_2 = 230 \text{ В}$.

2. До джерела постійного струму напругою $U = 150 \text{ В}$ підключено навантаження, що складається з чотирьох паралельних віток. Потужність, споживана кожною віткою, відповідно $P_1 = 90 \text{ Вт}$, $P_2 = 270 \text{ Вт}$, $P_3 = 157,5 \text{ Вт}$, $P_4 = 360 \text{ Вт}$. Визначити провідність і струм кожної вітки, загальну провідність і еквівалентний опір навантаження, струм у нерозгалуженій частині кола.

3. Два джерела постійного струму, з'єднані паралельно, мають ЕРС і внутрішні опори рівні $E_1 = 11,5 \text{ В}$, $R_1 = 2,5 \text{ Ом}$, $E_2 = 16,5 \text{ В}$, $R_2 = 6 \text{ Ом}$. Паралельно їм ввімкнений навантажувальний резистор опором $R = 30 \text{ Ом}$. Визначити значення і напрямки струмів через джерела і навантаження. Скласти баланс потужностей. Вказати режим роботи кожного джерела і визначити спадання напруги на затискачах джерел.

4. Резистори, що мають опори $R_1 = R_2 = R_3 = 3 \text{ Ом}$, ввімкнені паралельно в живильну мережу. Визначити, якими опорами R повинні володіти резистори, щоб при послідовному з'єднанні резисторів еквівалентний опір їхній було таким же, як і при паралельному ввімкненні.

5. Вирішити задачу 3 методом контурних струмів, прийнявши $E_1 = 24 \text{ В}$, $R_1 = 0,5 \text{ Ом}$, $E_2 = 42 \text{ В}$, $R_2 = 1 \text{ Ом}$, $R = 10 \text{ Ом}$.

6. Вирішити задачу 3 методом вузлових потенціалів, прийнявши $E_1 = 4 \text{ В}$, $R_1 = 5 \text{ Ом}$, $E_2 = 220 \text{ В}$, $R_2 = 11 \text{ Ом}$, $R = 1 \text{ Ом}$.

ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА СИНУСОЇДАЛЬНОГО СТРУМУ

§ 2.1. Загальні відомості про кола синусоїдального струму

2.1.1. Основні поняття синусоїдального струму. Одержання синусоїдальних ЕРС

В сучасній електротехніці найбільш розповсюджені електричні кола із струмами та напругами, що змінюються у часі. Вони дозволяють економічно виробляти, передавати, розподіляти та використовувати електричну енергію. При цьому, якщо крива зміни струму у колі описується синусоїдою (або косинусоїдою), то він називається **синусоїдальним (гармонічним)**, якщо ж відрізняється від неї - **несинусоїдальним**.

У порівнянні з несинусоїдальними, гармонічні струми мають ту перевагу, що окрім вказаних вище переваг змінних струмів, вони дозволяють зберегти початкову форму електричних величин на всіх ділянках складних лінійних електричних кіл, тобто в таких колах усі струми і напруги змінюються тільки за синусоїдальним законом.

Синусоїдальний струм являє собою струм, що змінюється у часі за синусоїдальним законом:

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi_i) \quad (2.1)$$

де i – миттєве значення струму; I_m – амплітуда синусоїдального струму, T – період; φ_i – початкова фаза коливання; ω – кутова частота коливання.

Значення змінних електричних величин (струму, напруги, ЕРС або потужності), що розглядаються в конкретні моменти часу, називаються **миттєвими** та позначаються малими літерами латинського алфавіту (i, u, e, p).

Для синусоїдальних величин найбільші миттєві значення називають амплітудами і позначають великими латинськими літерами з індексом (m) – I_m, U_m, E_m, P_m .

Період T – час, за який здійснюється одне повне коливання. При цьому на практиці найчастіше використовується не період T , а величина

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.2)$$

– **частота коливань**, що визначається кількістю періодів в одиницю часу (наприклад, секунду) та вимірюється у герцах ($\Gamma\text{ц}$).

ω – **кутова частота**. Одиниця виміру кутової частоти – $\text{рад}/\text{с}$ або с^{-1} .

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (2.3)$$

Аргумент синуса, тобто $(\omega t + \varphi_i)$, називають *фазою*. Фаза характеризує стан коливання (його числове значення) в даний момент часу t .

Величина φ_i – *початкова фаза* коливання. Вона визначає стан коливання в початковий момент часу $t=0$. Очевидно, що початкова фаза може бути як додатною, так і від'ємною.

Будь яка величина, що змінюється синусоїдально визначається трьома величинами: амплітудою, кутовою частотою, та початковою фазою

На рис. 2.1 наведені так звані часові залежності відповідних синусоїдальних електричних величин, де $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ – кут зсуву між ними.

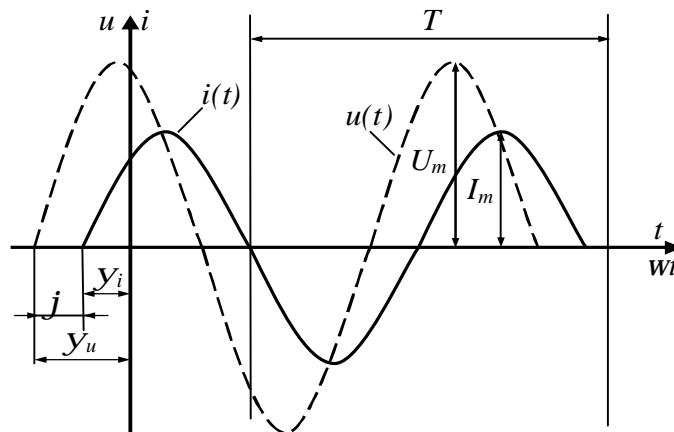


Рис 2.1 Часові залежності синусоїдальних електричних величин

В країнах СНД а також майже у всіх країнах найбільше розповсюдження отримало устаткування синусоїдального струму частотою 50 Гц, яка прийнята у енергетиці за стандартну. В США стандартною є частота 60 Гц. Діапазон частот синусоїдальних струмів, що практично застосовуються дуже широкий: від долей герца, наприклад у геологорозвідці, до мільярдів герц у радіотехніці.

Синусоїдальні струми та ЕРС порівняльно низьких частот (до кількох кілогерц) отримують за допомогою синхронних генераторів. Синусоїдальні струми та ЕРС високих частот отримують за допомогою напівпровідникових генераторів.

Основою кіл синусоїдального струму є генератори змінного струму, у яких виробляються синусоїдальні ЕРС. Тому, перш ніж вивчати процеси в цих колах, розглянемо принцип одержання ЕРС, що змінюється в часі по синусоїдальному законі.

На рис. 2.2, а зображений найпростіший однофазний генератор, що виробляє синусоїдальну ЕРС. Тут прямокутна провідникова рамка $a-b-c-d$ (виток) обертається з кутовою частотою ω між полюсами N і S постійного магніту, що збуджує магнітне поле. При цьому, відповідно до закону електромагнітної індукції, у сторонах рамки індуються ЕРС e_{ab} і e_{cd} , напрямки яких встановлюються за правилом "правої руки" (див. § 4.3).

Визначимо величину ЕРС у сторонах рамки, використовуючи поперечний переріз моделі генератора на рис. 2.2, б. На рисунку позначена лінійна швидкість переміщення сторін рамки \vec{v} , а також показано напрямки силових ліній

магнітного поля \vec{i} , відповідно, напрямком вектора магнітної індукції B .

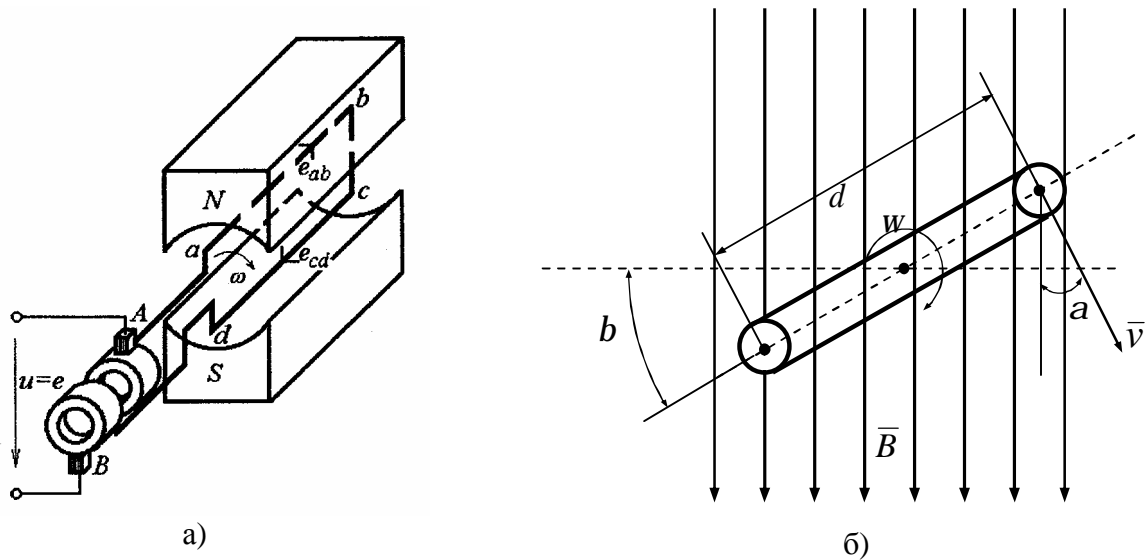


Рис. 2.2. Принцип отримання синусоїдальної ЕРС. а – будова найпростішого генератора синусоїдального струму; б – поперечний переріз моделі генератора

Величина ЕРС сторони рамки $a-b$ складає

$$e_{ab} = Bvl \sin a .$$

де l – довжина сторони рамки; a – кут між векторами швидкості та індукції.

Будемо вважати, що магнітне поле однорідне, тобто в зоні обертання рамки магнітна індукція скрізь однакова по величині і напрямку. Тоді в приведеній формулі змінюється тільки кут a (через безупинну зміну напрямку вектора швидкості), що визначається так: $a = \omega t$.

В другій стороні рамки ЕРС e_{cd} аналогічна, але має протилежний напрямок. Однак, якщо зробити обхід по контуру рамки, то ЕРС її двох сторін складуться, і на всю рамку одержимо ЕРС

$$e = e_{ab} + e_{cd} = 2e_{ab} = 2Bvl \sin a .$$

У цій формулі позначимо $E_m = 2Bvl$, і це не що інше, як амплітуда ЕРС. У такий спосіб у контурі отримана синусоїдальна ЕРС $e = E_m \sin \omega t$, яка через контактні кільця, що обертаються разом з рамкою, і через нерухомі щітки A і B , які ковзають по поверхнях контактних кілець, передається на вихідні затискачі генератора, створюючи на них відповідну синусоїдальну напругу u , рівну e (рис. 2.2, а). Якщо до затискачів на щітках приєднати яке-небудь навантаження, то в електричному колі, що утвориться, виникне синусоїдальний струм.

Конструкція реальних генераторів значно складніше й у них замість рамки використовують багатовиткову обмотку. Тоді величина амплітуди ЕРС зростає пропорційно числу витків. Однак принцип дії і таких генераторів відповідає розглянутому на рис. 2.2.

2.1.2. Діючі та середні значення синусоїдальних струмів і напруг. Коефіцієнт амплітуди та коефіцієнт форми

Для характеристики енергетичної дії змінного струму використовують поняття діючих (ефективних) значень електричних величин, що позначаються великими літерами латинського алфавіту (I , U , E). Діюче значення змінного струму визначається як значення постійного струму, який за один і той же проміжок часу, в одному і тому ж активному опорі виділяє таку ж кількість тепла, що і розглядуваний змінний струм. Якщо врахувати, що кількість тепла, яка виділяється постійним струмом I в опорі R за період T дорівнює $Q = 0,24I^2RT$, а змінним струмом i за той же період у тому ж опорі $Q_{\sim} = \int_0^T 0,24i^2 R dt$, то порівнявши згідно з указаним визначенням величини Q_{\sim} та

Q_{\sim} , одержимо: $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$, причому, якщо струм змінюється за синусоїдальним законом, то

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707I_m. \quad (2.4)$$

Аналогічно можна показати, що

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}.$$

Таким чином, діючі значення усіх синусоїдальних електричних величин менші за їх амплітудні значення у $\sqrt{2}$ разів. Характерно, що градування більшості електровимірювальних приладів змінного струму (приладів електромагнітної, електродинамічної та теплової систем) здійснюється саме у діючих значеннях.

Для характеристики змінних електричних величин поряд з діючими використовують і їх так звані середні значення (I_{cp} , U_{cp} , E_{cp}). Середнім значенням змінного струму називають таке значення постійного струму, при якому за півперіод $T/2$ через поперечний переріз провідника перебігає така ж кількість електрики q , що і при змінному струмі. Тут інтервал $T/2$ вибраний через те, що за весь період розглядуване значення буде дорівнювати нулеві. Враховуючи, що згідно з визначенням електричного струму $i = \frac{dq}{dt}$, а $q = \int idt$, одержимо

$$I_{cp} = q / \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} idt.$$

При цьому, якщо струм є синусоїдальною функцією часу, то

$$I_{cp} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{2}{p} I_m = 0.638 I_m. \quad (2.5)$$

Аналогічно середні значення інших електричних величин дорівнюють:

$$U_{cp} = \frac{2}{p} U_m; \quad E_{cp} = \frac{2}{p} E_m.$$

Коефіцієнт амплітуди k_a – це відношення амплітуди функції, що періодично змінюється до її діючого значення. Для синусоїдального струму

$$k_a = \frac{I_m}{I} = \sqrt{2} = 0,707. \quad (2.6)$$

Під коефіцієнтом форми k_ϕ підрозумівають відношення діючого значення функції, що періодично змінюється до її середнього за півперіод значення. Для синусоїдального струму

$$k_\phi = \frac{I}{I_{cp}} = \frac{I_m / \sqrt{2}}{2I_m / p} = \frac{p}{2\sqrt{2}} = 1,11. \quad (2.7)$$

Для несинусоїдних періодичних струмів $k_a \neq \sqrt{2}$ і $k_\phi \neq 1,11$. Це відхилення непрямым чином свідчить про те, наскільки несинусоїдальний струм відрізняється від синусоїдального.

2.1.3. Векторне зображення синусоїдальних електричних величин

Відомо кілька способів представлення величин, що змінюються за синусоїдальним законом: у вигляді тригонометричних функцій, у вигляді графіків зміни функцій у часі, у вигляді векторів, що обертаються, та, нарешті, у вигляді комплексних чисел.

Поряд із поданням гармонічних величин у вигляді часових графіків, їх умовно зображують векторами, що обертаються з кутовою частотою ω . Так, якщо довжина певного вектора OA (рис. 2.3, а) дорівнює I_m і обертається він із частотою ω проти годинникової стрілки, то проекції цього вектора на вертикальну вісь прийматимуть усі можливі миттєві значення синусоїдального струму $i = I_m \sin \omega t$. Таке подання синусоїдальних величин спрощує їх графічне зображення, бо взаємне розташування векторів на площині у будь-який момент часу визначається тільки різницею їх початкових фаз, так званим фазовим зсувом j . Здебільше взаємне розташування векторів розглядають в момент $t = 0$. При цьому положення одного з них приймається за початкове, а інших - стосовно цього вектора згідно з фазовими зсувами (різницями початкових фаз).

Поряд з колом, що описується кінцем радіус-вектора, що обертається,

можна побудувати у декартовій системі координат графік залежності синусоїдальної величини від фази ωt або від часу t (рис. 2.3, б).

Застосування обертових векторів дозволяє компактно представити на одному рисунку сукупність різноманітних синусоїдально змінних величин однакової частоти при аналізі складного електричного кола.

Від уяви синусоїдально змінних величин обертовими векторами, не важко перейти до уяви синусоїдальних величин комплексними числами та векторами на комплексній площині. На рис. 2.4 дана комплексна площина, на якій можна зобразити комплексні числа. Комплексне число має дійсну та мниму частини. По осі абсцис на комплексній площині відкладають дійсну частину комплексного числа, а по осі ординат – відкладають мниму частину. На осі дійсних значень ставимо "+I", а на осі мнимих значень "+j" ($j = \sqrt{-1}$).

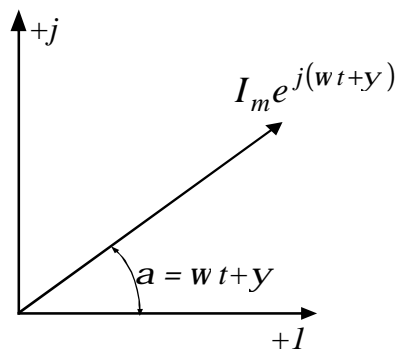


Рис. 2.4. Зображення вектора на комплексній площині

З курсу вищої математики відома формула Ейлера

$$e^{ja} = \cos a + j \sin a \quad (2.8)$$

Комплексне число e^{ja} зображають на комплексній площині вектором, що чисельно дорівнює одиниці й складає кут a з віссю дійсних значень (віссю $+I$). Кут a відраховуємо проти годинникової стрілки від осі $+I$. Модуль функції

$$|e^{ja}| = \sqrt{\cos^2 a + \sin^2 a} = 1$$

Проекція функції e^{ja} на вісь $+I$ дорівнює $\cos a$, а на вісь $+j$ дорівнює $\sin a$. Якщо замість функції e^{ja} узяти функцію $I_m e^{ja}$, то

$$I_m e^{ja} = I_m \cos a + j I_m \sin a.$$

На комплексній площині ця функція, так же як і функція e^{ja} , зображається під кутом a до осі $+I$, але довжина вектора буде у I_m раз більша.

Кут a у формулі (2.8) може бути любий. Припустимо, що $a = \omega t + \phi$,

тобто кут α змінюється прямо пропорційно часу. Тоді

$$I_m e^{j(\omega t + \varphi)} = I_m \cos(\omega t + \varphi) + j I_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (2.9)$$

Доданок $I_m \cos(\omega t + \varphi)$ представляє собою дійсну частину (Re) виразу $I_m e^{j(\omega t + \varphi)}$

$$I_m \cos(\omega t + \varphi) = Re I_m e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad (2.10)$$

а функція $I_m \sin(\omega t + \varphi)$ – коефіцієнт біля мнімої частини (Im) виразу $I_m e^{j(\omega t + \varphi)}$

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi) = Im(I_m e^{j(\omega t + \varphi)}). \quad (2.11)$$

Таким чином, струм i , що змінюється синусоїдально, можна представити як $Im(I_m e^{j(\omega t + \varphi)})$ або, що те ж саме, як проекцію вектора, що обертається $I_m e^{j(\omega t + \varphi)}$ на вісь $+j$ (рис. 2.4).

З метою однаковості прийнято на комплексній площині зображати вектори величин, що синусоїдально змінюються у часі для моменту часу $t=0$. При цьому вектор

$$I_m e^{j(\omega t + \varphi)} = I_m e^{j\varphi} = \underline{\underline{I}}_m, \quad (2.12)$$

де $\underline{\underline{I}}_m$ – комплексна величина, модуль якої дорівнює I_m ; φ – кут, під яким вектор $\underline{\underline{I}}_m$ проведено до осі $+1$ на комплексній площині, що дорівнює початковій фазі.

Величину $\underline{\underline{I}}_m$ називають **комплексною амплітудою** струму i . Комплексна амплітуда зображає струм i на комплексній площині для моменту часу $\omega t = 0$. Крапка, поставлена над струмом $\underline{\underline{I}}_m$, напругою $\underline{\underline{U}}_m$ або ЕРС $\underline{\underline{E}}_m$ означає, що ця величина у часі змінюється синусоїдально.

Для переходу від комплексної амплітуди до миттєвого значення помножимо $\underline{\underline{I}}_m$ на $e^{j\omega t}$ та візьмемо коефіцієнт біля мнімої частини від отриманого добутку [див. формулу (2.10)]:

$$i = Im I_m e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t} = Im I_m e^{j(\omega t + \varphi)} = I_m \sin(\omega t + \varphi).$$

Під **комплексом діючого значення** струму або **комплексом струму** $\underline{\underline{I}}$ (комплексним струмом) розуміють частку від ділення комплексної амплітуди на $\sqrt{2}$:

$$\underline{\underline{I}} = \frac{\underline{\underline{I}}_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_m e^{j\varphi}}{\sqrt{2}} = I e^{j\varphi}. \quad (2.13)$$

2.1.4. Додавання й віднімання синусоїдальних функцій часу на комплексній площині. Векторна діаграма

Припустимо, що необхідно додати два струми однакової частоти ($i_1 = I_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1)$ та $i_2 = I_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$). Додавання їх дає деякий струм тієї ж частоти:

$$i = i_1 + i_2 = I_m \sin(\omega t + \varphi)$$

Потрібно знайти амплітуду I_m і початкову фазу φ струму. З цією ціллю струм i_1 , зобразимо на комплексній площині (рис. 2.5) вектором $\mathbf{I}_{m1} = I_{m1} e^{j\varphi_1}$, а струм i_2 – вектором $\mathbf{I}_{m2} = I_{m2} e^{j\varphi_2}$.

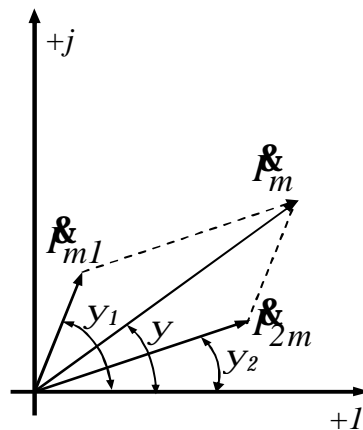


Рис. 2.5. Додавання векторів на комплексній площині

Геометрична сума векторів \mathbf{I}_{m1} та \mathbf{I}_{m2} дасть комплексну амплітуду сумарного струму $\mathbf{I}_m = I_m e^{j\varphi}$. Амплітуда струму I_m визначається довжиною сумарного вектора, а початкова фаза φ – кутом, утвореним цим вектором та віссю $+I$.

Для визначення різниці двох (або більше) струмів (ЕРС, напруг) потрібно на комплексній площині виконати не додавання, а віднімання відповідних векторів.

Сукупність векторів, що зображають декілька синусоїдальних величин однієї і тієї ж частоти у початковий момент часу і характеризують процеси в електричному колі змінного струму, називається векторною діаграмою. Очевидно, що за її допомогою можна подавати гармонічні коливання тільки однієї частоти. При цьому випереджуючою вважається та величина, амплітудне значення якої настає раніше ніж найближче амплітудне значення того ж знака другої величини.

2.1.5. Миттєва потужність

Протікання синусоїдальних струмів по ділянкам електричного кола супроводжується споживанням енергії від джерел. Швидкість надходження енергії характеризується потужністю. Під миттєвим значенням потужності, або під

миттєвою потужністю p , розуміють добуток миттєвого значення напруги u на ділянці кола та миттєвого значення струму i , що протікає по цій ділянці:

$$p = ui. \quad (2.14)$$

§ 2.2. Елементи електричного кола синусоїдального струму

Перед тим як приступити до вивчення основ розрахунку кіл синусоїдального струму, розглянемо співвідношення між струмами та напругами у найпростіших колах, векторні діаграми для них та криві миттєвих значень різних величин. Елементами реальних кіл синусоїдального струму є резистори, індуктивні котушки й конденсатори. Протіканню синусоїдального струму чинять опір резистивні елементи (резистори) – у них виділяється енергія у вигляді тепла – та реактивні елементи (індуктивні котушки та конденсатори) – вони то запасують енергію у магнітному (електричному) полі, то віддають її. Розглянемо поведінку цих елементів.

2.2.1. Резистивний елемент у колі синусоїдального струму

Резистивний елемент – це ідеалізований схемний елемент, що враховує виділення тепла у тому або іншому елементі реального електричного кола. Його характеризують залежністю напруги u на ньому від струму i , що протікає через нього (вольт-амперною характеристикою) або опором $R = u/i$. На схемах його зображають, як і резистор, у вигляді прямокутника (рис. 2.6, а). Позитивні напрямки відліку u та i співпадають.

Нехай $i = I_m \sin \omega t$. За законом Ома,

$$u = iR = RI_m \sin \omega t = U_m \sin \omega t; \quad (2.15)$$

$$U_m = RI_m. \quad (2.16)$$

Векторна діаграма комплексу струму \underline{I} та співпадаючого з ним по фазі комплексу напруги \underline{U} показана на рис. 2.6, б. (На рис. 2.6, в подані криві миттєвих значень струму i , напруги u та потужності p).

$$p = u \cdot i = U_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{U_m I_m}{2} (1 - \cos 2\omega t). \quad (2.17)$$

Миттєва потужність p має постійну складову $\frac{U_m I_m}{2}$ та складову –

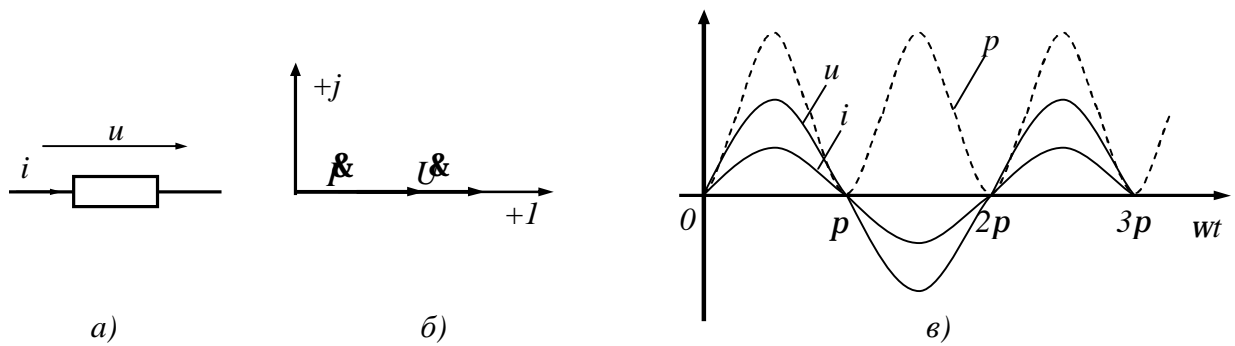


Рис. 2.6. Схема ввімкнення – а, векторна діаграма – б й криві миттєвих значень струму, напруги й потужності – в.

$\frac{U_m I_m}{2} \cos 2\omega t$, що змінюється з частотою $2\omega t$. Енергія, що споживається від джерела живлення за час dt дорівнює $p dt$

2.2.2. Індуктивний елемент у колі синусоїдального струму

Індуктивний елемент дозволяє враховувати явище наведення ЕРС, магнітним потоком, що змінюється у часі та явище накопичення енергії магнітного поля у реальних елементах електричного кола. Його характеризують залежністю потокозчеплення ψ від струму i (вебер-амперною характеристикою) або індуктивністю $L = \psi / i$. На електричних схемах індуктивний елемент зображують, як показано на рис. 2.7, а. На схемі заміщення реальну індуктивну котушку можна представити у вигляді послідовно з'єднаних індуктивного та резистивного елементів (рис. 2.7, г).

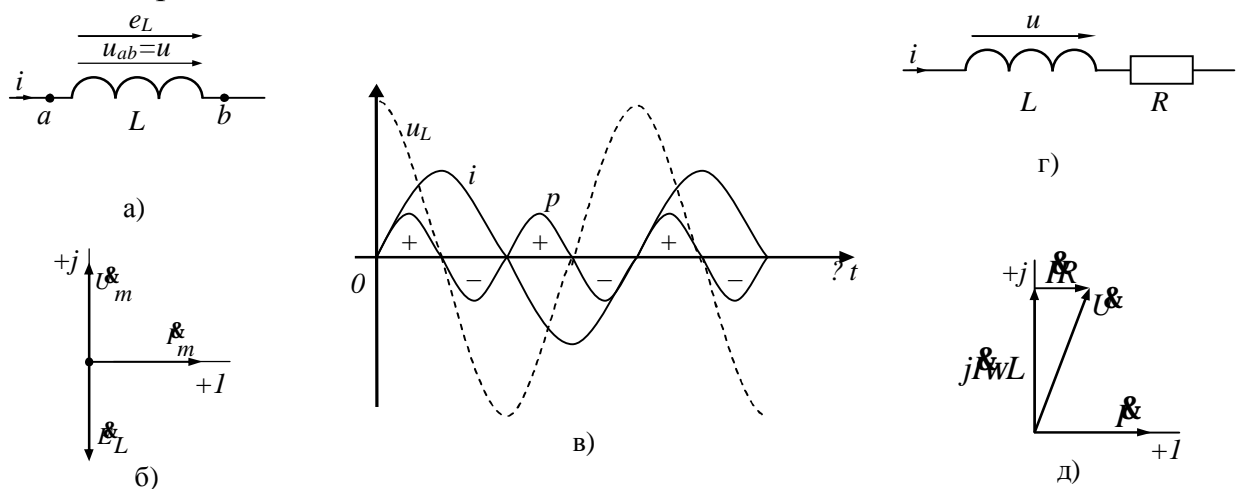


Рис. 2.7. Схема ввімкнення – а, векторна діаграма – б, графіки миттєвих значень струму, напруги та потужності ідеального індуктивного елемента – в, схема заміщення – г і векторна діаграма – д реального індуктивного елемента.

Розглянемо індуктивний елемент (рис. 2.7, а). Позитивні напрямки струму i через нього, ЕРС самоіндукції e_L та напруга на ньому u_{ab} вказані на рис. 2.7, б. Якщо $i = I_m \sin \omega t$, то $e_L = -L \frac{di}{dt} = -\omega L I_m \cos \omega t = \omega L I_m \sin(\omega t - 90^\circ)$. Визначимо різницю потенціалів між точками a та b . При переміщенні від точки b

до точки a йдемо зустрічно ЕРС e_L , тому $j_a = j_b - e_L$ та $u_{ab} = j_a - j_b = -e_L = L \frac{di}{dt}$. Надалі напругу на індуктивному елементі будемо позначати u_L або, просто, u без індексу:

$$u_{ab} = u_L = u = -e_L \quad (2.18)$$

Отже,

$$u = \omega L I_m \sin(\omega t + 90^\circ) = U_m \sin(\omega t + 90^\circ); \quad (2.19)$$

$$U_m = \omega L I_m \quad (2.20)$$

Добуток ωL позначається X_L і називається *індуктивним опором* та вимірюється в омах (Ом):

$$X_L = \omega L \quad (2.21)$$

Таким чином, індуктивний елемент (індуктивна котушка, у якій $R = 0$) при синусоїдальному струмі володіє опором, модуль якого $X_L = \omega L$ прямо пропорційний частоті ω [см. (2.19)] – на рис. 2.7, б вектор напруги \vec{U} випереджає вектор струму \vec{I} на 90° . Комплекс ЕРС самоіндукції \vec{E}_L знаходиться у протифазі з комплексом напруги \vec{U} .

Графіки миттєвих значень p , u , i зображені на рис. 2.7, в.

Миттєва потужність

$$p = u \cdot i = U_m \cos \omega t \cdot I_m \sin \omega t = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t \quad (2.22)$$

проходить через нульове значення, коли через нуль проходить або i , або u . За першу чверть періоду, коли u та i позитивні, p також позитивна. Площа, обмежена кривою p та віссю абсцис за цей час, представляє собою енергію, що взята від джерела живлення на утворення енергії магнітного поля в індуктивній котушці. У другій чверті періоду, коли струм у колі зменшується від максимуму до нуля, енергія магнітного поля віддається назад джерелу живлення, при цьому миттєва потужність від'ємна. За третю чверть періоду у джерела знов забирається енергія, за четверту віддається і т.д. Отже, енергія періодично то забирається індуктивною котушкою від джерела, то віддається йому назад.

Падіння напруги на реальній індуктивній котушці дорівнює сумі напруг на L та на R (рис. 2.7, д). Як видно з цього рисунка, кут між напругою \vec{U} на котушці та струмом \vec{I} дорівнює $90^\circ - d$, причому $\operatorname{tg} d = R/\omega L = 1/Q_L$, де Q_L – добротність реальної індуктивної котушки. Чим більше Q_L , тим менше d .

2.2.3. Ємнісний елемент у колі синусоїдального струму

Ємнісний елемент – це ідеалізований схемний елемент, що дозволяє врахувати протікання струмів зміщення та явище накопичення енергії в електричному полі реальних елементів електричного кола. Його характеризує залежність заряду q від напруги u (кулон-вольтна характеристика) або ємність $C = q/u$. Графічне зображення ємнісного елемента таке ж, що й зображення конденсатора – рис. 2.8, а. Позитивний напрямок відліку u та i співпадають.

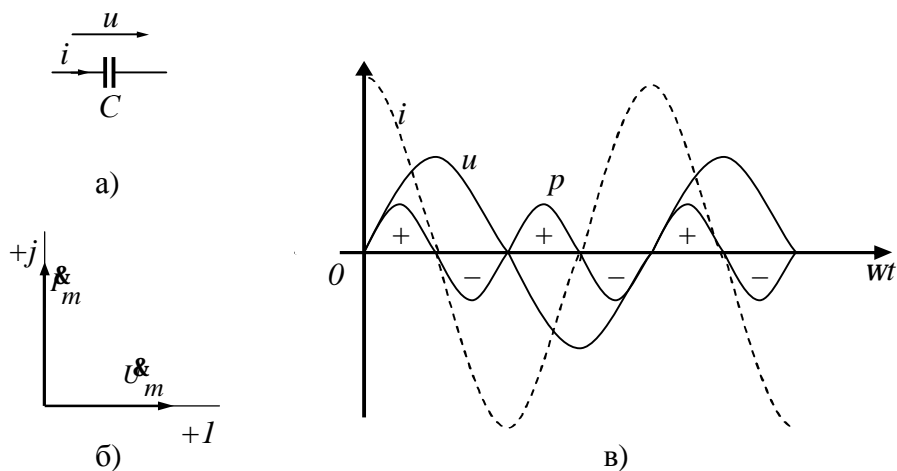


Рис. 2.8. Схема ввімкнення (а), векторна діаграма (б), графіки миттєвих значень струму i , напруги u та потужності p (в) ємнісного елемента.

Якщо прикладена до конденсатора напруга u не змінюється у часі, то заряд $q = Cu$ на одній його обкладці та заряд $-q$ на іншій (C – ємність конденсатора) незмінні, і струм через конденсатор не проходить ($i = dq/dt = 0$).

Якщо напруга на конденсаторі змінюється у часі, наприклад за синусоїдальним законом (рис. 2.8, в):

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (2.23)$$

за синусоїдальним законом буде змінюватися й заряд q конденсатора: $q = Cu = CU_m \sin \omega t$, тобто конденсатор буде періодично перезаряджатися. Періодична перезарядка конденсатора супроводжується протіканням через нього зарядного струму:

$$i = \frac{dq}{dt} = \omega CU_m \cos \omega t = \frac{U_m}{1/\omega C} \sin(\omega t + 90^\circ). \quad (2.24)$$

З співставлення (2.23) та (2.24) видно, що струм через конденсатор випереджає по фазі напругу на конденсаторі на 90° . Тому на векторній діаграмі (рис. 2.8, б) вектор \mathbf{I}_m випереджає вектор напруги \mathbf{U}_m на 90° . Амплітуда струму I_m дорівнює амплітуді напруги U_m , поділеної на ємнісний опір:

$$X_C = \frac{1}{\omega C}. \quad (2.25)$$

Ємнісний опір зворотно пропорційний частоті, одиниця ємнісного опору – Ом. Графіки миттєвих значень u , i , p зображені на рис. 2.8, в. Миттєва потужність

$$p = u \cdot i = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t. \quad (2.26)$$

За першу чверть періоду конденсатор споживає від джерела живлення енергію, що йде на утворення електричного поля у ньому. У другу чверть періоду напруга на конденсаторі зменшується від максимуму до нуля, та енергія, що запасена в електричному полі віддається джерелу (миттєва потужність від'ємна). За третю чверть періоду енергія знов запасається, за четверту віддається і т.д.

Якщо проінтегрувати за часом обидві частини рівності

$$i = C \frac{du}{dt}, \quad (2.27)$$

то отримаємо

$$u = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (2.28)$$

Рівність (2.28) дозволяє визначати напругу на конденсаторі через струм.

§ 2.3. Основи символічного методу розрахунку кіл синусоїдального струму

Дуже широке розповсюдження на практиці отримав символічний або комплексний, метод розрахунку кіл синусоїдального струму.

Сутність символічного методу розрахунку складається в тому, що при синусоїдальному струмі можна перейти від рівнянь, складених для миттєвих значень та які є диференціальними рівняннями, до алгебраїчних рівнянь, складених відносно комплексів струму та ЕРС. Цей перехід засновано на тому, що в рівнянні, складеному за законами Кирхгофа для встановленого процесу виконують наступні заміни:

– миттєве значення струму i замінюють комплексною амплітудою струму \underline{I}_m ;

– миттєве значення падіння напруги на резисторі опором R , що дорівнює Ri , – комплексом $R\underline{I}_m$, по фазі співпадаючим зі струмом \underline{I}_m ;

– миттєве значення напруги на індуктивній котушці $u_L = L \frac{di}{dt}$ – комплексом $\underline{I}_m j\omega L$, що випереджає струм на 90° ;

– миттєве значення напруги на конденсаторі $u_C = \frac{1}{C} \int i dt$ – комплексом

$\dot{I}_m \left(\frac{-j}{\omega C} \right)$, що відстає від струму на 90° ;

– миттєве значення ЕРС e – комплексом \dot{E}_m .

Приклад 2.1. Для схеми, зображеної на рис. 2.9 знайти комплексну амплітуду струму.

Р І Ш Е Н Н Я: Для заданої схеми рис. 2.9 рівняння для миттєвих значень можна записати так:

$$u_R + u_L + u_C = e,$$

або

$$iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = e. \quad (2.29)$$

Запишемо його у комплексній формі:

$$\dot{I}_m R + \dot{I}_m j\omega L + \dot{I}_m \left(\frac{-j}{\omega C} \right) = \dot{E}_m. \quad (2.30)$$

Винесемо \dot{I}_m за дужку:

$$\dot{I}_m \left(R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} \right) = \dot{E}_m. \quad (2.30)$$

Отже, для схеми рис. 3.9

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{E}_m}{R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C}}. \quad (2.31)$$

Це рівняння дозволяє знайти комплексну амплітуду струму \dot{I}_m через комплексну амплітуду ЕРС \dot{E}_m та опір кола R , ωL и $1/\omega C$.

Метод називають *символічним* тому, що струми та напруги заміняють їх комплексними зображеннями або символами.

§ 2.4. Комплексний опір. Закон Ома для кола синусоїдального струму. Комплексна провідність

Множник $R + j\omega L - j/\omega C$ у рівнянні (3.30) представляє собою комплекс, що має розмірність опору та позначається через Z . Його називають *комплексним опором*.

$$Z = z e^{j\theta} = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} \quad (2.32)$$

Як і всякий комплекс, Z можна записати у показовій формі. Модуль комплексного опору прийнято позначать через z . Крапку над Z не ставлять, тому

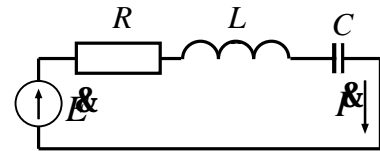


Рис. 2.9. Схема до прикладу 2.1

що прийнято ставити її тільки над такими комплексними величинами, які відображають синусоїдальні функції часу.

Рівняння (2.30) можна записати так: $\dot{I}_m Z = \dot{E}_m$. Поділимо обидві його частини на $\sqrt{2}$ та перейдемо від комплексних амплітуд \dot{I}_m та \dot{E}_m до комплексів діючих значень I та E :

$$I = \frac{E}{Z}. \quad (2.33)$$

Рівняння (2.33) представляє собою закон Ома для кола синусоїдального струму.

У загальному випадку Z має дійсну частину R та мниму частину jX :

$$Z = R + jX, \quad (2.34)$$

де R – активний опір; X – реактивний опір.

Під комплексною провідністю Y розуміють величину, зворотну комплексному опору Z :

$$Y = 1/Z = g - jb = ye^{-jj}. \quad (2.35)$$

Одиниця комплексної провідності – См (Ом⁻¹). Дійсну частину її позначають через g , уявну – через b . Так як

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = \frac{R - jX}{R^2 + X^2} = \frac{R}{R^2 + X^2} - j \frac{X}{R^2 + X^2} = g - jb. \quad (2.36)$$

Якщо X позитивне, то й b позитивне. При від'ємному X – b також є від'ємним.

§ 2.5. Закони Кирхгофа для кіл змінного струму

У згідності з першим законом Кирхгофа алгебраїчна сума миттєвих значень струмів, що сходяться у будь-якому вузлі схеми, дорівнює нулю:

$$\sum_{k=1}^n i_k = 0. \quad (2.37)$$

Якщо струми представлені у комплексній формі запису, то цей закон можна сформулювати наступним чином: *геометрична сума комплексів струмів, що сходяться у будь-якому вузлі схеми, дорівнює нулю*

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0. \quad (2.38)$$

Для замкнутого контуру як завгодно складного електричного кола синусоїдального струму можна скласти рівняння за другим законом Кирхгофа для миттєвих значень струмів, напруг та ЕРС. Другий закон Кирхгофа у цьому випадку формулюється так: *сума миттєвих значень падінь напруги на елементах замкнутого контуру дорівнює сумі миттєвих значень ЕРС, що діють у цьому контурі.*

$$\sum_{k=1}^n \left(i_k R_k + L_k \frac{di_k}{dt} + \frac{1}{C_k} \int i_k dt \right) = \sum_{k=1}^n e_k . \quad (2.39)$$

У комплексній формі запису цей закон записується так: *геометрична сума падінь напруги на елементах замкнутого контуру дорівнює геометричній сумі значень ЕРС, що діють у цьому контурі.*

$$\sum_{k=1}^n \underline{\mathcal{I}}_k Z_k = \sum_{k=1}^n \underline{\mathcal{E}}_k . \quad (2.40)$$

§ 2.6. Розрахунок кіл синусоїдального струму методами, що застосовуються для розрахунку кіл постійного струму

Для аналізу та розрахунку електричних кіл постійного струму розроблено ряд методів та прийомів, полегшуючих розв'язок порівняно з розв'язком системи рівнянь при безпосередньому використанні законів Кирхгофа. До числа таких методів відносяться методи контурних струмів, вузлових потенціалів, еквівалентного генератора і т.д. Відомо також, що остаточні розрахункові формули цих методів отримують у результаті виводів, в основу яких покладені перший та другий закони Кирхгофа.

Оскільки перший та другий закони Кирхгофа слухні і для кіл синусоїдального струму, можна було б записати рівняння для миттєвих значень величин кіл синусоїдального струму, перейти від них до рівнянь у комплексних та потім повторити вивід усіх формул для кіл синусоїдального струму. Зрозуміло, що робити це висновки знов нема необхідності.

У цьому випадку, коли окремі вітки електричного кола синусоїдального струму не пов'язані між собою магнітно, усі розрахункові формули цих методів пригодні й для розрахунку кіл синусоїдального струму, якщо у цих формулах замість постійного струму I підставити комплекс струму $\underline{\mathcal{I}}$, замість провідності g – комплексну провідність Y , замість опору R – комплексний опір Z та замість постійної ЕРС E – комплексну ЕРС $\underline{\mathcal{E}}$.

Якщо ж окремі гілки електричного кола синусоїдального струму пов'язані друг з другом магнітно (це має місце при наявності взаємодукції), то падіння напруги на якій-небудь ділянці залежить *не тільки* від струму даної вітки, але й від струмів тих віток, з якими дана вітка пов'язані магнітно. Розрахунок електричних кіл синусоїдального струму при наявності у них магнітно зв'язаних віток набуває ряд *особливостей*, які не можуть бути враховані, якщо у формулах відомих методів виконати вказану заміну.

2.6.1. Застосовування векторних діаграм при розрахунку електричних кіл синусоїдального струму

Струм та напруги на різних ділянках електричних кіл синусоїдального струму, як правило, по фазі не співпадають. Наочну уяву про фазове розміщення різних векторів надає векторна діаграма струмів та напруг. Аналітичні розрахунки електричних кіл синусоїдально-

го струму рекомендується супроводжувати побудовою векторних діаграм, щоб мати можливість якісно контролювати ці розрахунки.

Якісний контроль полягає у порівнянні напрямків різних векторів на комплексній площині, які отримують при аналітичному розрахунку, з напрямком цих векторів виходячи з фізичних міркувань. Наприклад, на векторній діаграмі напруга U_L повинна випереджати струм I на 90° , а напруга U_C – відставати від струму I на 90° .

Якщо аналітичний розрахунок надає результати, що не співпадає з такими очевидними положеннями, то, отже, була допущена помилка. Крім того, векторну діаграму часто використовують як засіб розрахунку, наприклад у методі пропорційних величин.

2.6.2. Робота з комплексними числами

При розрахунку кіл змінного струму доводиться мати справу з комплексними числами: опір ділянки кола або кола в цілому – це комплекс; провідність – комплекс; струм, напруга, ЕРС – комплекси. Для знаходження струму за законом Ома треба комплекс ЕРС поділити на комплекс опору.

З курсу математики відомо, що комплексне число можна представити у трьох формах запису: алгебраїчній $a + jb$, показовій $ce^{j\theta}$ та тригонометричній $c \cdot \cos \theta + jc \cdot \sin \theta$.

Додавання двох та більшого числа комплексів зручніше робити, користуючись алгебраїчною формою запису. При цьому окремо складаються їх дійсні та мнимі частини:

$$(a_1 + jb_1) + (a_2 + jb_2) + (a_3 - jb_3) = (a_1 + a_2 + a_3) + j(b_1 + b_2 - b_3).$$

Ділення та множення комплексних чисел доцільно робити, користуючись показовою формою запису. Наприклад, треба поділити комплекс $c_1 e^{j\theta_1}$ на комплекс $c_2 e^{j\theta_2}$. У результаті ділення буде отримано комплекс

$$c_3 e^{j\theta_3} = \frac{c_1 e^{j\theta_1}}{c_2 e^{j\theta_2}} = \frac{c_1}{c_2} e^{j(\theta_1 - \theta_2)}.$$

Модуль результуючого комплексу c_3 дорівнює частці від ділення c_1 на c_2 , а аргумент $\theta_3 = \theta_1 - \theta_2$.

При множенні двох комплексів $c_1 e^{j\theta_1}$ та $c_2 e^{j\theta_2}$ результуючий комплекс

$$c_4 e^{j\theta_4} = c_1 e^{j\theta_1} c_2 e^{j\theta_2} = c_1 c_2 e^{j(\theta_1 + \theta_2)}.$$

При розрахунках електричних кіл часто виникає необхідність у переході від алгебраїчної форми запису комплексу до показової або навпаки.

Нехай задано комплексне число $a + jb = ce^{j\theta}$. Тут

$$c = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad \operatorname{tg} \theta = \frac{b}{a}, \quad a = c \cdot \cos \theta, \quad b = c \cdot \sin \theta.$$

Щоб не зробити помилку при записі показової форми комплексу, рекомендується спочатку якісно зобразити заданий у алгебраїчній формі комплекс на комплексній площині, що дозволить правильно виразити кут θ між дійсною віссю "+1" та вектором. Кути, що відкладаються проти годинникової стрілки від осі +1 вважають додатними (позитивними), по годинниковій стрілці – від'ємними.

Приклад 2.2. У схемі (рис.2.10, а) $e = 141 \sin \omega t$ В; $R_1 = 3$ Ом; $R_2 = 2$ Ом; $L = 0,00955$ Гн. Кутова частота $\omega = 314$ рад/с. Визначити струм та напругу на елементах кола. Побудувати векторну діаграму.

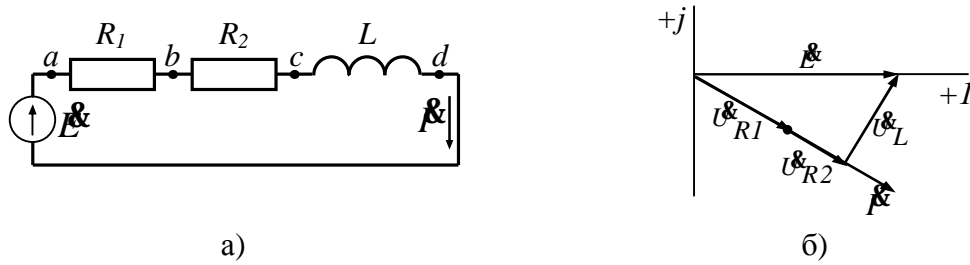


Рис. 2.9. Приклад 2.2. а – схема; б – векторна діаграма.

РІШЕННЯ: Запишемо рівняння для миттєвих значень

$$i(R_1 + R_2) + L \frac{di}{dt} = e$$

Перейдемо від нього до рівняння у комплексних:

$$\underline{Z}(R_1 + R_2) + j\omega L \underline{I} = \underline{E} \quad \text{або} \quad \underline{Z} \underline{I} = \underline{E},$$

де $Z = R + jX = (R_1 + R_2) + j\omega L = 3 + 2 + j314 \cdot 0.00955 = 5 + j3 = 5,82e^{j31^\circ}$.

Комплекс діючого значення ЕРС $\underline{E} = 141/\sqrt{2} = 100 \text{ В}$.

$$\text{Струм } \underline{I} = \frac{\underline{E}}{Z} = \frac{100}{5,82e^{j31^\circ}} = 17,2e^{-j31^\circ} \text{ А.}$$

$$\text{Напруга на } R_1: \underline{U}_{R1} = \underline{U}_{ab} = \underline{I}R_1 = 51,6e^{-j31^\circ}$$

$$\text{Напруга на } R_2: \underline{U}_{R2} = \underline{U}_{bc} = \underline{I}R_2 = 34,4e^{-j31^\circ}$$

$$\text{Напруга на } L: \underline{U}_L = \underline{U}_{cd} = jX_L \underline{I} = j\omega L \underline{I} = 3j \cdot 17,2e^{-j31^\circ} = 3e^{j90^\circ} \cdot 17,2e^{-j31^\circ} = 51,6e^{j59^\circ}.$$

Векторна діаграма зображена на рис. 2.9, б. Вектор \underline{E} направлений по осі +1 вектор струму \underline{I} відстає від нього на 31° .

§ 2.7. Потужність кола змінного струму

2.7.1. Активна, реактивна та повна потужності

Під *активною потужністю* P розуміють середнє значення миттєвої потужності p за період T

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt \quad (2.41)$$

Якщо струм дорівнює $i = I_m \sin \omega t$, а напруга на ділянці кола $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, то

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I_m U_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{U_m I_m}{2} \cos \varphi = UI \cos \varphi. \quad (2.42)$$

Активна потужність фізично представляє собою енергію, що виділяється за одиницю часу (передбачається, що за 1 с вкладається ціле число періодів T) у вигляді теплоти на ділянці кола в опорі R . Дійсно, добуток $U \cos \varphi = IR$.

Отже,

$$P = U \cos \varphi \quad I = I^2 R. \quad (2.43)$$

Одиниця активної потужності – Вт.

Під *реактивною потужністю* Q розуміють добуток напруги U на ділянці кола на струм I по цій ділянці та на синус кута між напругою U та струмом I :

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (2.44)$$

Одиниця реактивної потужності – вольт-ампер реактивний (ВАр). Якщо $\sin \varphi > 0$, то $Q > 0$, якщо $\sin \varphi < 0$, то $Q < 0$.

За один період змінного струму електромагнітна енергія W_{em} двічі віддається генератором в коло й двічі він отримує її назад, тобто *реактивна потужність є енергія, що нею обмінюються генератор та приймач*.

Повна потужність

$$S = UI. \quad (2.45)$$

Одиниця повної потужності – В·А.

Потужності P , Q та S пов'язані наступною залежністю:

$$P^2 + Q^2 = S^2. \quad (2.46)$$

На щитку будь-якого джерела електричної енергії змінного струму (генератора, трансформатора і т.д.) вказується значення S , що характеризує ту потужність, яку це джерело може віддає споживачу, якщо останній працює при $\cos \varphi = 1$ (тобто якщо споживач представляє собою активний опір).

2.7.2. Вираз потужності у комплексній формі запису

Повна потужність у комплексній формі запису записується у вигляді:

$$\tilde{S} = \mathbf{U} \mathbf{I}^* = UI e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = UI e^{j\varphi} = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = P + jQ. \quad (2.47)$$

Значок \sim (тильда) над S позначає комплекс повної потужності, складений при участі сполученого комплексу струму $\mathbf{I} = I e^{-j\varphi_i}$.

Таким чином, активна потужність P є дійсна частина (Re), а реактивна потужність Q – мніма частина (Im) добутку $\mathbf{U} \mathbf{I}^*$:

$$\begin{aligned} P &= \operatorname{Re} \mathbf{U} \mathbf{I}^* \\ Q &= \operatorname{Im} \mathbf{U} \mathbf{I}^* \end{aligned} \quad (2.48)$$

2.7.3. Баланс потужності

Таким само чином, як і для кіл постійного струму для будь якого кола змінного струму можна скласти баланс потужності. Для кіл змінного струму баланс потужності складається окремо по активній потужності та окремо по реактивній потужності, тобто

$$\sum_{k=1}^n P_{дж,k} = \sum_{k=1}^m P_{пр,k}$$
$$\sum_{k=1}^n Q_{дж,k} = \sum_{k=1}^m Q_{пр,k}$$

де n – кількість джерел, m – кількість приймачів.

Активна потужність, що входить у вираз балансу потужностей завжди позитивна, а реактивна потужність повинна складатися алгебраїчно, так як вона може мати як позитивні так і від'ємні знаки (для котушки індуктивності реактивна потужність позитивна, для ємності – від'ємна):

$$Q_L = X_L I^2; \quad Q_C = -X_C I^2.$$

§ 2.8. Резонансні явища в електричних колах синусоїдального струму

Через те, що реактивні опори і провідності елементів кола мають різні знаки й характер залежності від частоти, вхідні реактивні провідності та опір усього кола можуть виявитись рівними нулеві. При цьому струм і напруга на вході кола співпадуть за фазою, а його еквівалентний опір буде суто активним. Таке явище називається резонансом, причому через те, що у послідовному і паралельному електричних колах воно має різний характер, відрізняють так звані *резонанси напруг* та *струмів*. Розглянемо умови виникнення, а також особливості енергетичних процесів у колах при появі указаних явищ.

2.8.1. Резонанс напруг

Резонанс у схемі послідовного сполучення R, L, C (рис. 2.11, *a*) називають *резонансом напруг*.

При резонансі струм у колі повинен співпадати по фазі з ЕРС \mathcal{E} . Це можливо, якщо вхідний опір схеми $Z = R + j(X_L - X_C)$ – буде чисто активним. Умова наступу резонансу у схемі (рис. 2.11, *a*)

$$X_L = X_C$$

або

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad (2.49)$$

де ω_0 – резонансна частота.

При цьому $\dot{I} = \dot{E}/R$. Напряга на індуктивному елементі при резонансі дорівнює напрузі на ємнісному:

$$U_L = U_C = \omega_0 L I = \frac{\omega_0 L}{R} E.$$

Часові залежності електричних величин (струму та напруги на ділянках кола), що відповідають резонансному режиму у розглядуваному колі наведені на рис. 2.11, б.

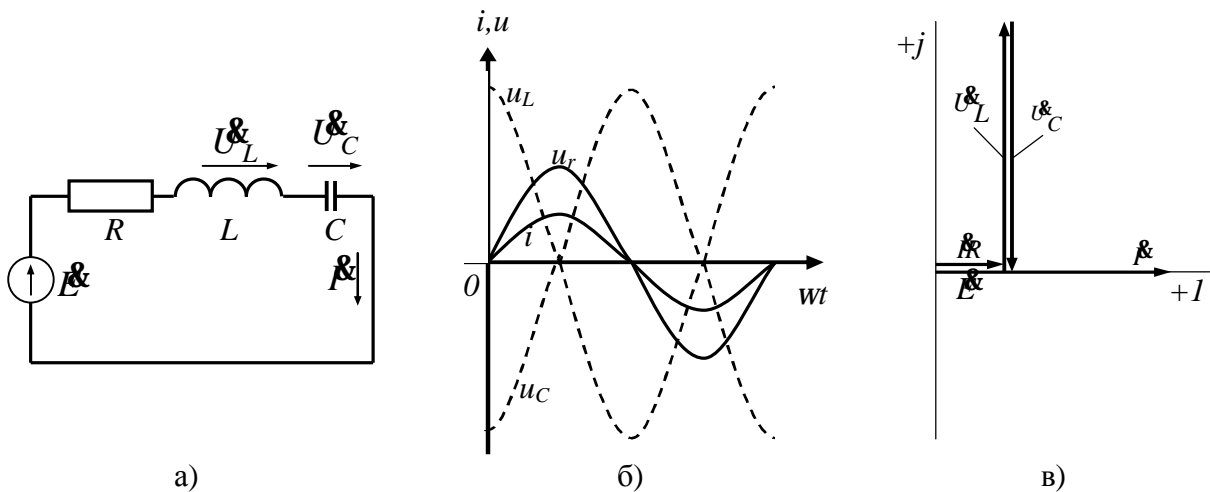


Рис. 2.11. Резонанс напруг. а – схема; б – графіки миттєвих значень струму та напруги на ділянках кола; в – векторна діаграма.

Відношення

$$\frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} = Q \quad (2.50)$$

називають *добротністю* резонансного контуру. Добротність показує, у скільки раз напруга на індуктивному (ємнісному) елементі перевищує напругу на вході схеми у резонансному режимі. У радіотехнічних пристроях Q може доходити до 300 та більше. Векторна діаграма для режиму резонансу зображена на рис. 2.11, в.

Необхідно відмітити, що при виконанні умови (2.49) напруга на затискачах реактивних елементів буде перевищувати прикладену до кола, причому у деяких випадках досить значно. У силових електричних колах, через указану перенапругу на реактивних елементах, резонансний режим небажаний і навіть небезпечний. Він може призвести до пошкодження вимірювальних приладів і апаратів, а також набагато ускладнити умови електробезпеки. Проте режим резонансу напруг часто використовують в радіотехніці, де таке коло називається послідовним коливальним контуром.

Це означає, що у розглядуваному колі відбувається взаємний обмін енер-

гіями між магнітним й електричним полями, причому таким чином, що споживання і повернення реактивної енергії у джерело відсутні. Енергія джерела витрачається лише на покриття теплових втрат в активному опорі R . Очевидно, якщо до послідовного $R - L - C$ -кола прикладена напруга, що є сумою синусоїдальних напруг різної частоти, то воно чинитиме найменший опір струмам тієї частоти, яка виявиться найбільш близькою до резонансної. Ця вибіркова властивість крім радіотехніки використовується також в автоматичі і електровимірвальній техніці.

2.8.2. Резонанс струмів

Явище резонансу у схемі рис. 2.12, а, утвореній двома паралельними вітками з різнохарактерними реактивними опорами, називають *резонансом струмів*.

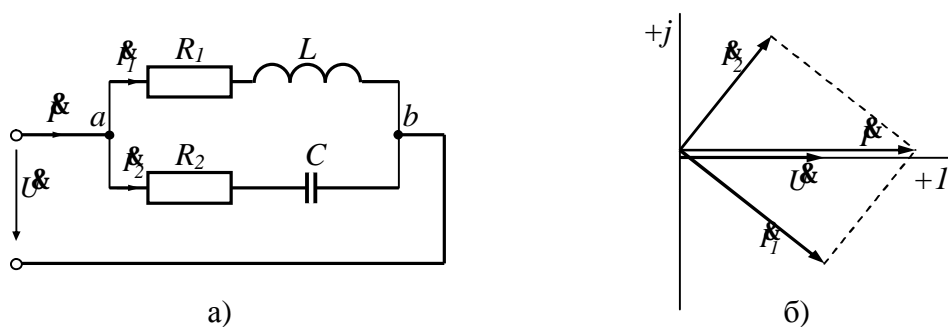


Рис. 2.12. Резонанс струмів: а – схема; б – векторна діаграма.

Нехай одна вітка містить активний опір R_1 та індуктивний $X_L = \omega L$, а друга вітка – активний R_2 та ємнісний $X_C = 1/\omega C$.

Струм I_1 у першій гілці відстає від напруги $U = U_{ab}$ (рис. 2.12, б) та може бути записаний як

$$I_1 = U Y_1 = U(g_1 - jb_1).$$

Струм I_2 у другій гілці випереджає напругу:

$$I_2 = U Y_2 = U(g_2 - jb_2)$$

Струм у нерозгалуженій частині кола

$$I = I_1 + I_2 = U(g_1 + g_2) - jU(b_1 + b_2).$$

За визначенням резонансного режиму струм I повинен співпадати по фазі з напругою U . Це буде за умови, що сума реактивних провідностей віток дорівнює нулю: $b_1 + b_2 = 0$ У згідності з (2.36)

$$b_1 = \frac{\omega L}{R_1^2 + \omega^2 L^2}, \quad b_2 = -\frac{1/\omega C}{R_2^2 + 1/\omega^2 C^2}.$$

Отже, умова наступу режиму резонансу струмів у схемі рис. 2.12, *a* можна записати так:

$$\frac{wL}{R_1^2 + w^2 L^2} = \frac{\frac{I}{wC}}{R_2^2 + \frac{I}{w^2 C^2}} \quad (2.51)$$

На рис. 2.12, *b* зображена векторна діаграма для резонансного режиму. З (2.51) випливає, що якщо $R_2 = 0$, то резонанс настане при

$$\frac{wL}{R_1^2 + w^2 L^2} = wC$$

Ще в більш частковому випадку, коли $R_2 = 0$ та $R_1 \ll wL$ резонанс настане при

$$w^2 LC \approx 1$$

Резонансу можна досягти шляхом зміни w , L , C або R_1 та R_2 . Числове значення струму у нерозгалуженій частині схеми може бути менше струмів у гілках схеми. При $R_2 = 0$ та $R_1 \approx 0$ струм I може виявитися значно меншим у порівнянні зі струмами I_1 та I_2 .

У ідеалізованому, практично не здійсненому режимі роботи, коли $R_1 = R_2 = 0$, струм у нерозгалуженій частині схеми рис. 2.12, *a* дорівнює нулю і вхідний опір дорівнює нескінченності.

Звернемо увагу на наступне. У формулу (2.51) входить п'ять величин (R_1, R_2, L, C, w). Якщо визначити з неї L або C , то може виявитися, що для шуканої величини будуть отримані одне або два дійсних значень або мнимо значення.

Отримання двох дійсних значень для L та C свідчить про те, що при незмінних чотирьох параметрах унаслідок зміни п'ятого можна отримати два резонансних режими.

Отримання мнимо значень L та C свідчить про те, що при даних співвідношеннях параметрів резонанс неможливий.

2.8.3. Компенсація зсуву фаз

Вхідний опір більшості споживачів електричної енергії має індуктивний характер. Для того щоб зменшити споживаний ними струм за рахунок його реактивної складової й тим знизити втрати енергії у генераторі та підводящих проводах, паралельно споживачу енергії включають батарею конденсаторів (рис. 2.13).

Зменшення зсуву фаз між напругою на споживачі та струмом, спожива-

емим від генератора, називають компенсацією зсуву фаз.

Компенсація зсуву фаз істотна для енергоємних споживачів, наприклад крупних заводів. Виконується вона у місті вводу лінії живлення у розподільно-му пристрої. Економічно вигідно підключати конденсатори на можливо більш вищу напругу (струм через конденсатори $I_0 = U\omega C_0$).

Якщо величина ємності ввімкненого до споживача конденсатора буде меншою або більшою за значення C_0 , то загальний струм I збільшиться у порівнянні зі значенням, відповідним резонансному режиму. У першому випадку це *недокомпенсація*, а у другому - *перекомпенсація* (рис. 2.12, б).

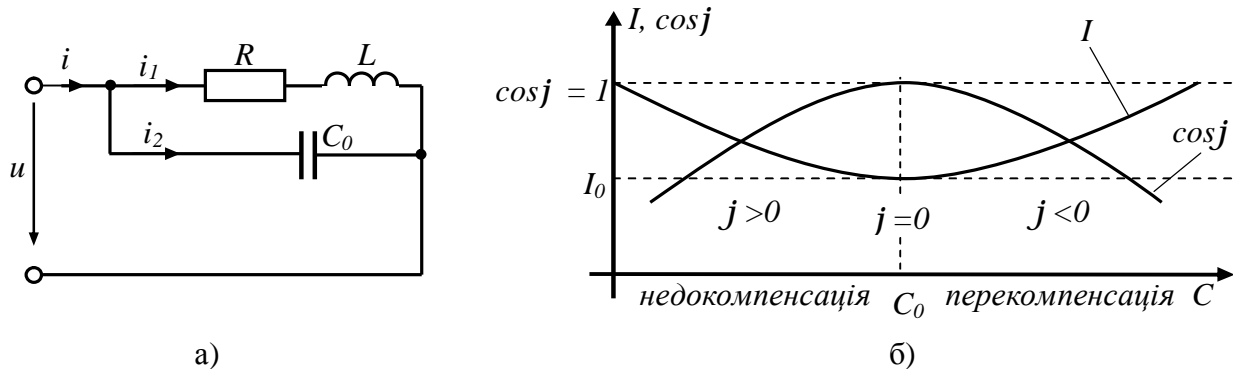


Рис. 2.13. Компенсація зсуву фаз: а – схема; б – залежність струму I та коефіцієнта потужності $\cos j$ від ємності C_0 конденсатора.

Здебільшого, на підприємствах коефіцієнт потужності доводять до значення $\cos j = 0,92$ – $0,95$. Збільшення $\cos j > 0,95$ виявляється недоцільним внаслідок великого значення необхідної для цього ємності конденсатора і його габаритних розмірів.

Контрольні запитання

1. Що називається періодом, частотою, кутовою частотою, початковою фазою і зсуванням фаз?
2. Сформулюйте поняття миттєвого, амплітудного, середнього і діючого значень синусоїдального струму.
3. Дайте визначення векторній діаграмі.
4. Якому моменту часу відповідає положення векторів струмів і напруг на векторній діаграмі?
5. Напишіть вираження для миттєвого значення струму в колі, що складається з з'єднаних послідовно елементів r і L , якщо до затискачів кола прикладена напруга $u = U_m \sin \omega t$.
6. Від яких величин залежать індуктивний, ємнісний і повний опори елементів лінійного однофазного кола синусоїдального струму?
7. Викладіть основи символічного методу розрахунку. На якій підставі всі методи розрахунку кіл постійного струму можна застосувати до кіл синусоїдального струму?
8. Запишіть і сформулюйте закон Ома і закони Кирхгофа для однофазних кіл синусоїдального струму.
9. Фізично інтерпретуйте P , Q , S .

10. Запишіть комплексну потужність S через комплекси напруги і струму.
11. Запишіть умови резонансного режиму двополюсника.
12. Запишіть умови виникнення резонансу напруг і способи його досягнення. Побудуйте векторну діаграму.
13. Запишіть умови виникнення резонансу струмів і способи його досягнення. Векторна діаграма.
14. Від чого залежить коефіцієнт потужності і для чого прагнуть його підвищити: до яких меж і чому?

Т и п о в і з а д а ч і

1. Визначити амплітудне і діюче значення синусоїдальної напруги, якщо його середнє значення $U_{cp} = 198 \text{ В}$.
2. Визначити амплітудне U_m значення напруги в електричному колі синусоїдального струму, частоту f , період T змінного струму і початковий фазовий кут j , якщо миттєва напруга в мережі $u = 310 \sin(628t + p/3) \text{ В}$.
3. В електричне коло змінного струму з опорами $R=3 \text{ Ом}$ і $X_C = 4 \text{ Ом}$ ввімкнений ватметр, показання якого $P = 1,2 \text{ кВт}$. Визначити струм I , повний опір кола Z , коефіцієнт потужності $\cos j$ і прикладену до кола напругу U , побудувати векторну діаграму струму і напруги. Намалювати схему електричного кола.
4. Визначити повний опір Z , струм I і живлячу напругу U , побудувати векторну діаграму напруг і трикутники опорів і потужності для нерозгалуженого електричного кола змінного струму з активним і реактивними опорами $R = 10 \text{ Ом}$; $X_C = 25 \text{ Ом}$; $X_L=15 \text{ Ом}$, якщо миттєве значення прикладеної до кола напруги $u = 310 \sin(628t + p) \text{ В}$.
5. В електричне коло змінного струму ввімкнені послідовно котушка з індуктивністю $L = 158 \text{ мГн}$ і активним опором $R_L= 8 \text{ Ом}$, конденсатор з ємністю $C = 64,5 \text{ мкФ}$ і резистор з опором $R = 3 \text{ Ом}$. Чи можна включити таке коло на напругу $U = 66 \text{ В}$ при частоті $f=50 \text{ Гц}$, якщо номінальна напруга котушки $U_{ном} = 120 \text{ В}$? Побудувати векторну діаграму струмів і напруг.
6. Нерозгалужене електричне коло змінного струму знаходиться під напругою $U = 84,6 \text{ В}$ и містить активний й індуктивний опори $R = X_L = 3 \text{ Ом}$. Визначити повний опір Z , струм I , повну S , активну P та реактивну Q потужності кола.
7. У розгалужене електричне коло змінного струму паралельно ввімкнене освітлювальне навантаження з активним опором R , котушка індуктивності з індуктивним опором X_L і активним опором R_2 і конденсатор з ємнісним опором X_C . Визначити напругу U джерела живлення і струми у вітках, якщо загальний струм у колі $I = 5 \text{ А}$, активні і реактивні опори кола: $R = 44 \text{ Ом}$; $R_2 = 7 \text{ Ом}$; $X_L = 24 \text{ Ом}$; $X_C = 20 \text{ Ом}$.

ТРИФАЗНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА

§ 3.1. Трифазні електричні кола. Основні поняття та визначення

3.1.1. Багатофазні кола та їх переваги

Багатофазними називаються електричні кола, які є сукупністю простих кіл змінного струму, де діє по одній ЕРС однакової частоти, які створюються одним і тим же джерелом живлення, але різняться між собою початковими фазами. Зазначені складові багатофазного кола називаються його фазами. Є дво-, три-, шести-, дванадцятифазні кола, причому нині електроенергія виробляється і розповсюджується, в основному, як енергія трифазного змінного струму. Шести- і дванадцятифазні кола створюють на основі трифазних та використовують їх в системах перетворення змінного струму у постійний, а двофазні – на базі однофазних кіл.

Багатофазні кола підрозділяються також на зв'язані і незв'язані, симетричні і несиметричні, зрівноважені і незрівноважені.

У незв'язаних колах, на відміну від зв'язаних (рис. 3.1, а та б, відповідно), усі фази електрично не з'єднані одна з одною. В симетричних колах ЕРС усіх фаз мають однакові амплітуди і однакові кути зсуву (в трифазних, наприклад, на 120°), а $Z_A = Z_B = Z_C$.

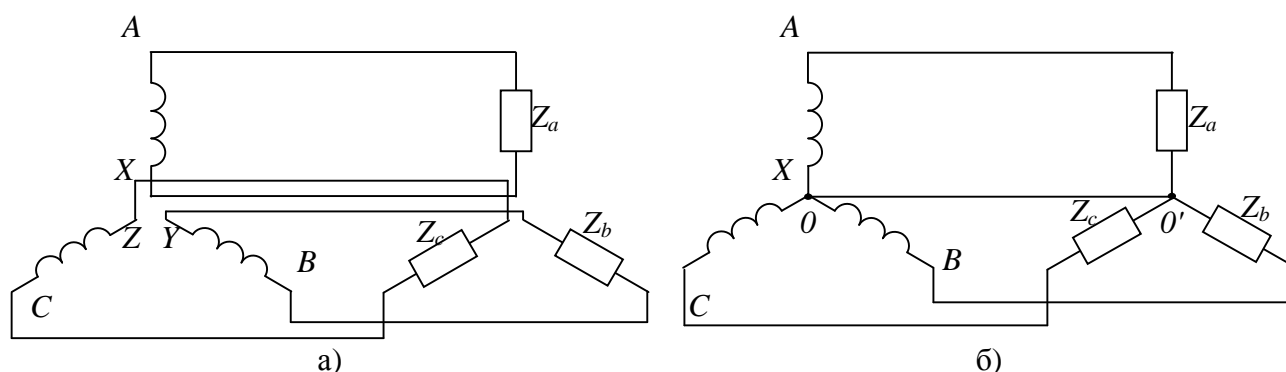


Рис. 3.1. Незв'язане та зв'язане трифазне електричне коло

В зрівноважених багатофазних колах сумарна миттєва потужність навантаження не залежить від часу. Зрівноваженим може бути будь-яке багатофазне коло при кількості фаз $m > 2$, якщо його системи ЕРС і струмів симетричні.

3.1.2. Трифазна система ЕРС

Під трифазною симетричною системою ЕРС розуміють сукупність трьох синусоїдальних ЕРС однакової частоти та амплітуди, зсунутих по фазі на 120° .

Принцип одержання трифазної системи ЕРС ілюструє рис. 3.2. У рівномірному магнітному полі з постійною кутовою частотою ω обертаються три однакові жорстко скріплені одна з одною котушки. Площини котушок зміщені в просторі друг відносно друга на 120° . У кожній котушці наводиться синусої-

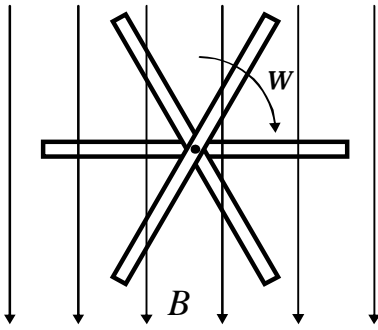


Рис. 3.2. Принцип одержання трифазної симетричної системи ЕРС

дальна ЕРС однакової амплітуди. По фазі ЕРС ко-тушок зсунуті на 120° .

Аналогічним шляхом можна одержати дво-, чотирьох- та більш фазну систему ЕРС. Найбільше практичне застосування отримала трифазна система.

ЕРС трифазного генератора позначають у такий спосіб: одну з ЕРС – E_A , ЕРС що відстає від неї на 120° – E_B , а ту ЕРС що випереджає на 120° – E_C .

Послідовність проходження ЕРС через однакові значення (наприклад, через нульове значення) називають послідовністю фаз.

3.1.3. Принцип роботи трифазного синхронного генератора

Джерелом, що виробляє трифазну систему ЕРС, є трифазний синхронний генератор, що схематично представлений на рис. 3.3. Індуктор, що складається із сердечника 1 і розташованої на ньому обмотки збудження 2, обертається з кутовою частотою W . По цій обмотці пропускають постійний струм і вона створює магнітне поле. Магнітний потік Φ поля збудження (його силові лінії показані) замикається по сердечнику статора 3.

Обмотка статора 4 складається з трьох фаз: три фазні котушки – обмотки Ax , Bu , Cz , які зсунуті на кут 120° друг відносно друга.

Магнітне поле обертового індуктора (ротора) індукуює в обмотці нерухомого статора ЕРС e_A , e_B , e_C відповідно до закону електромагнітної індукції. Ці ЕРС змінюються по синусоїдальному закону. Так як фази обмотки статора зсунуті на $1/3$ обороту, то ЕРС у часі зсунуті друг відносно друга на $1/3$ періоду. Кутова частота ЕРС w дорівнює частоті обертання індуктора W , її можна записати як:

$$w = 2pf = \frac{2p}{T}$$

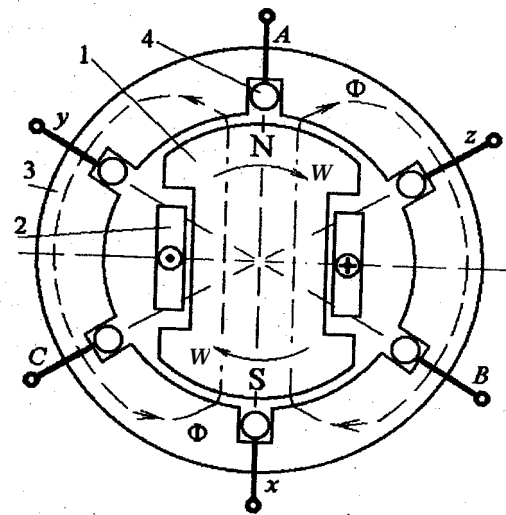


Рис. 3.3. Схематичне зображення трифазного синхронного генератора

3.1.4. Способи представлення трифазної симетричної системи ЕРС

Графіки миттєвих значень трифазної симетричної системи ЕРС зображені на рис. 3.4.

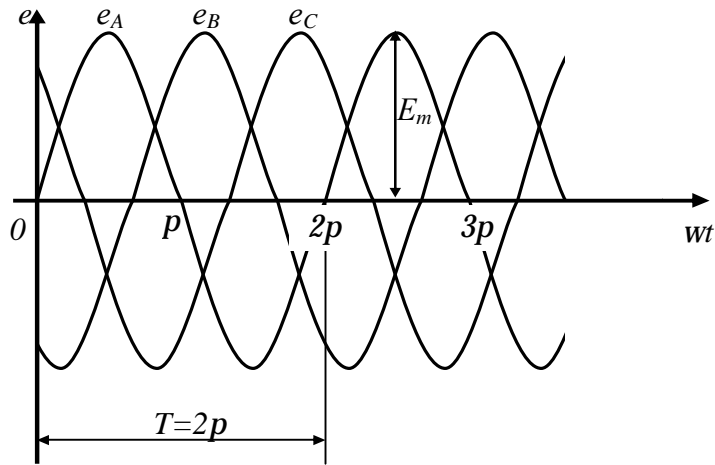


Рис. 3.4. Графіки миттєвих значень трифазної симетричної системи ЕРС

Трифазну симетричну систему ЕРС також можна записати в аналітичній формі:

$$\begin{aligned}
 e_A &= E_m \sin wt; \\
 e_B &= E_m \sin \left(wt - \frac{2}{3}p \right); \\
 e_C &= E_m \sin \left(wt + \frac{2}{3}p \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

В комплексній формі трифазна симетрична система ЕРС може бути подана у виді:

$$\underline{E}_A = E e^{j0}; \quad \underline{E}_B = E e^{-j120^\circ}; \quad \underline{E}_C = E e^{j120^\circ},$$

де $E = E_m / \sqrt{2}$.

Для скорочення запису трифазних систем ЕРС, напруг і струмів у комплексній формі здебільшого користуються оператором $a = e^{j120^\circ}$. При цьому множення комплексу електричної величини на a відповідає повороту відповідного їй вектора на кут 120° проти годинникової стрілки, а при помноженні на a^2 – на кут 240° (-120°).

Три вектори 1 , a та a^2 утворюють симетричну трифазну систему:

$$1 + a + a^2 = 0.$$

Порядок, за яким різні ЕРС досягають позитивного (або від'ємного) амплітудного значення, називається послідовністю (порядком) чергування фаз. Вище нами розглянута так звана пряма послідовність, при якій $\underline{E}_A = E$; $\underline{E}_B = aE$; $\underline{E}_C = a^2E$, але, поряд з нею, часто використовується і зворотна – $\underline{E}_A = E$; $\underline{E}_B = a^2E$; $\underline{E}_C = aE$

Трифазну симетричну систему ЕРС також можна подати і у вигляді век-

торної діаграми, яка наведена на рис. 3.5. При побудові векторної діаграми приймають, що вектор ЕРС фази А співпадає з напрямком дійсної осі, а саму вісь направляють вертикально.

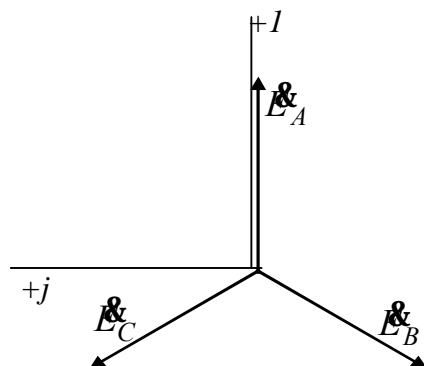


Рис. 3.5. Векторна діаграма трифазної симетричної системи ЕРС.

3.1.5. Переваги трифазної системи

Трифазна система змінного струму – це основа всіх електроенергетичних систем, тобто практично вся електроенергія виробляється на електростанціях трифазними синхронними генераторами, передається на відстань по трифазних лініях електропередачі, перетворюється трифазними трансформаторами.

Електричні мережі побутового і локального виробничого призначення можуть бути однофазними, але насправді вони є тільки частиною трифазної системи.

Приймачі електроенергії можуть бути одно- і трифазними. Основним трифазним приймачем електроенергії є трифазний асинхронний електродвигун.

Широкому поширенню трифазної системи перемінного струму сприяли наступні переваги:

- передача електричної енергії на далекі відстані трифазним струмом економічно більш вигідна ніж змінним струмом с іншою кількістю фаз;
- елементи системи – трифазний синхронний генератор, трифазний асинхронний двигун та трифазний трансформатор – прості у виробництві, економічні та надійні в роботі;
- трифазна система володіє властивостями незмінності значення миттєвої потужності за період синусоїдального струму, якщо навантаження у всіх трьох фазах трифазного генератора однакова;
- можливість порівняно просто отримувати обертові магнітні поля;
- економічність таких систем досягається за рахунок зниження вартості лінії електропередачі у порівнянні з лініями однофазного струму та зниження втрат у ній;
- наявність двох різних за величиною напруг в одному колі (лінійних та фазних).

Система трифазного змінного струму була створена руським інженером-винахідником М.О. Доливо-Добровольським (руський вчений та винахідник, 1862 – 1919 рр.) у 1880–1891 рр.

§ 3.2. Трифазні кола

3.2.1. Трифазне коло. Розширення поняття фази

Трифазним колом називають сукупність трифазної системи ЕРС, трифазного навантаження (навантажень) і сполучних проводів.

Струми, що протікають по окремих ділянках трифазних кіл зсунуті відносно один одного по фазі. Під фазою трифазного кола розуміють ділянку трифазного кола, по якому протікає однаковий струм. У літературі фазою іноді називають однофазне коло, що входить до складу багатofазного кола.

Під фазою будемо розуміти аргумент синусоїдально мінливої величини. Таким чином, у залежності від розглянутого питання фаза – це або ділянка трифазного кола, або аргумент величини, що змінюється синусоїдально.

3.2.2. Основні схеми з'єднання трифазних кіл. Визначення лінійних і фазових величин

Існують різні способи з'єднання обмоток генератора з навантаженням. Самим неекономічним способом з'явилася би з'єднання кожної обмотки з навантаженням двома проводами (використання незв'язаного трифазного кола), на що треба було б і шість сполучних проводів. З метою економії обмотки трифазного генератора з'єднують у зірку або трикутник. При цьому кількість сполучних проводів від генератора до навантаження зменшується із шести до трьох чи до чотирьох, у залежності від схеми з'єднання фаз генератора і фаз приймача. При цьому з'єднання виконуються по двох основних схемах: зіркою та трикутником.

На електричній схемі трифазний генератор прийнятий зображувати у виді трьох обмоток, розташованих друг до друга під кутом 120° .

При з'єднанні зіркою однойменні затискачі (наприклад, кінці x , y , z) трьох обмоток поєднують в одну точку (рис. 3.6, а), що називають нульовою точкою генератора O (N). Обмотки генератора позначають буквами A , B , C ; букви ставлять: A – на початку першої, B – на початку другої і C – на початку третьої фази.

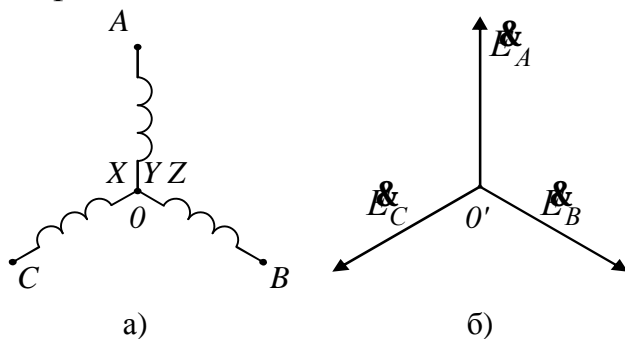


Рис. 3.6. З'єднання обмоток генератора за схемою "зірка" – а, та векторна діаграма – б

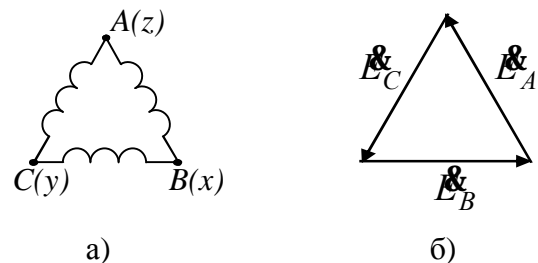


Рис. 3.7. З'єднання обмоток генератора за схемою "трикутник" – а, та векторна діаграма – б

При з'єднанні обмоток генератора трикутником (рис. 3.7, а) кінець пер-

шої обмотки генератора з'єднують з початком другої, кінець другої – з початком третьої, кінець третьої – з початком першої обмотки. Геометрична сума ЕРС у замкнутому трикутнику дорівнює нулю. Тому, якщо до затисків A, B, C не приєднане навантаження, то по обмотках генератора не буде протікати струм.

Розташування зірки чи трикутника векторів фазових ЕРС на комплексній площині (рис. 3.6, б і рис. 3.7, б) не слід зв'язувати з розташуванням у просторі осей трьох обмоток генератора.

Існує п'ять способів з'єднання трифазного генератора з трифазним навантаженням. Вони зображені на рис. 3.8.

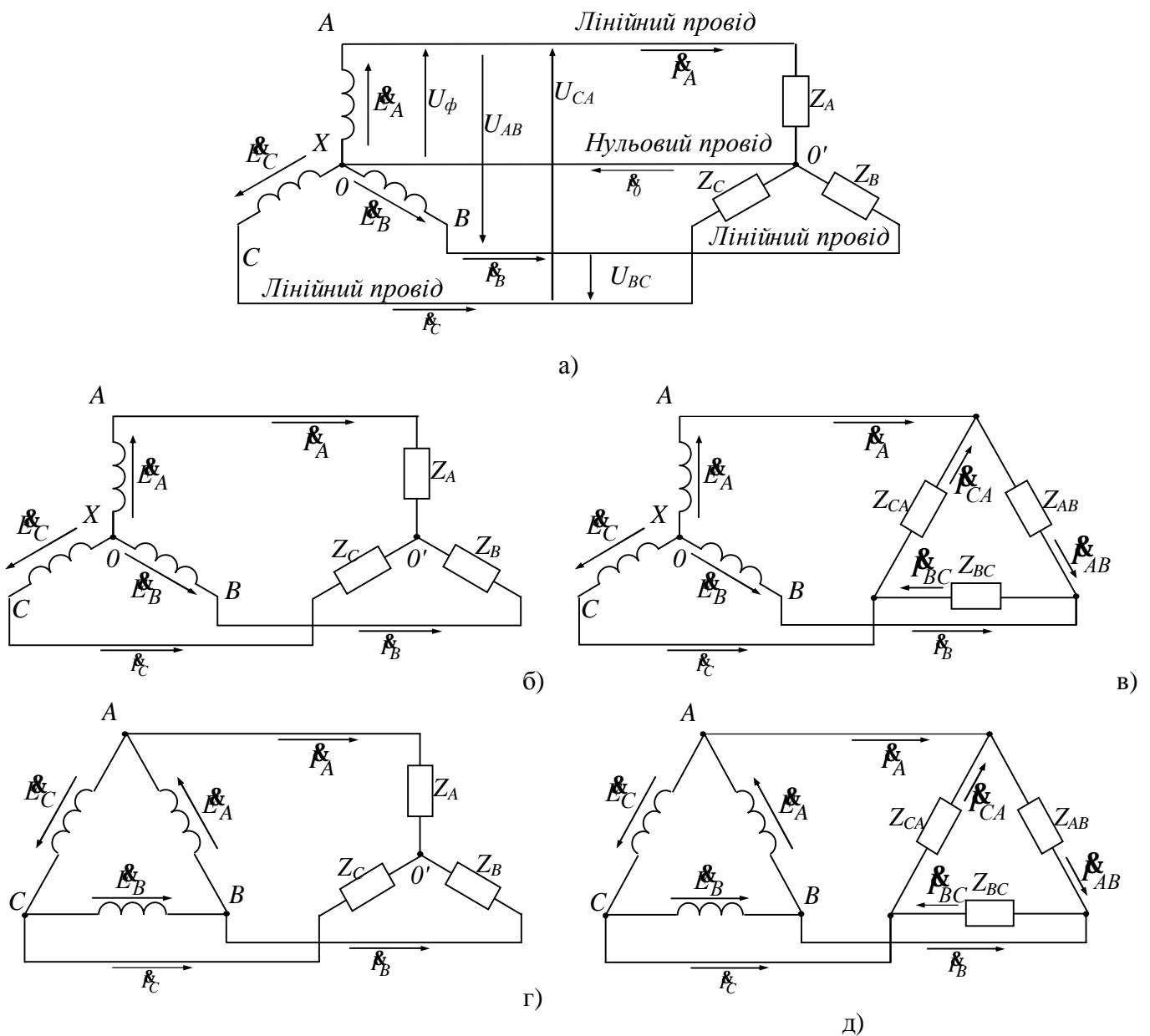


Рис. 3.8. З'єднання трифазного кола за схемою: а – зірка – зірка з нульовим проводом; б – зірка – зірка без нульового проводу; в – зірка – трикутник; г – трикутник – зірка; д – трикутник – трикутник.

Точку, в якій з'єднані три кінці трифазного навантаження зіркою, назива-

ють нульовою точкою навантаження (нейтраллю) і позначають O' (N').

Нульовим проводом (нейтральним) називають провід, що з'єднує нульові точки (нейтралі) генератора і навантаження. Струм нульового проводу позначають I_0 (I_N). Позитивний напрямок струму приймають від точки O' .

Провід, що з'єднують точки A , B , C генератора з навантаженням, називають лінійними.

Схему рис. 3.8, а, називають зірка – зірка з нульовим проводом; схему рис. 3.8, б – зірка – зірка без нульового проводу; схему рис. 3.8, в – зірка – трикутник; схему рис. 3.8, г – трикутник – зірка; схему рис. 3.8, д – трикутник – трикутник.

Струми, що протікають по лінійним проводам називають лінійними; їх позначають I_A , I_B , I_C . Умовимося за позитивний напрямок струмів приймати напрямок від генератора до навантаження. Модулі лінійних струмів часто позначають I_L (не вказавши ніякого додаткового індексу), особливо тоді, якщо всі лінійні токи по модулі однакові.

Напругу між лінійними проводами називають лінійною і часто поставляють двома індексами, наприклад U_{AB} (лінійна напруга між точками A і B); модуль лінійної напруги позначають U_L .

Кожну з трьох обмоток генератора називають фазою генератора; кожна з трьох навантажень – фазою навантаження; струми, що протікають по ним – I_ϕ фазовими струмами генератора чи, відповідно, навантаження, а напруги на них – фазовими U_ϕ напругами.

Різниця потенціалів меж лінійним та нульовим проводами називається фазною напругою (U_A , U_B , U_C). Вона відрізняється від відповідної фазної ЕРС на величину спадання напруги в обмотці генератора. Якщо опором обмотки можна зневажити, то фазна напруга буде дорівнювати ЕРС джерела.

3.2.3. Співвідношення між лінійними і фазовими напругами і струмами

З'єднання обмоток генератора в зірку

При з'єднанні генератора в зірку (див. рис. 3.6, а) лінійна напруга по модулю в $\sqrt{3}$ рази більше фазової напруги генератора U_ϕ .

Це впливає з того, що U_L – підстава рівнобедреного трикутника з гострими кутами по 30° (рис. 3.9):

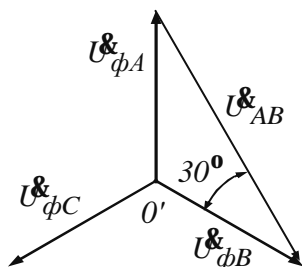


Рис. 3.9. До визначення лінійної напруги

$$U_L = U_{AB} = U_\phi 2 \cos 30^\circ = \sqrt{3} U_\phi. \quad (3.2)$$

В основу формування ряду трифазних напруг, коли наступна напруга більше попередньої в $\sqrt{3}$ раз покладено $\sqrt{3} = 1,73$. Приведемо частину цього ряду:

127, 220, 380, 660, ... В.

Лінійний струм I_l при з'єднанні генератора в зірку дорівнює фазовому струму генератора:

$$I_l = I_\phi. \quad (3.3)$$

З'єднання обмоток генератора в трикутник

При з'єднанні генератора в трикутник лінійна напруга дорівнює фазовій напрузі генератора (див. рис. 3.7, б)

$$U_l = U_\phi. \quad (3.3)$$

З'єднання навантаження в зірку

При з'єднанні навантаження в зірку (див. рис. 3.8, а, б та в) лінійний струм дорівнює фазовому струму навантаження: $I_l = I_\phi$.

З'єднання навантаження в трикутник

При з'єднанні навантаження трикутником позитивні напрямки для струмів вибирають по годинній стрілці. Індеси струмів відповідають обраним для них позитивним напрямкам: перший індекс відповідає точці, з якої струм витікає, другий – точці, до якої струм притікає.

При з'єднанні навантаження трикутником (див. рис. 3.8, в, д) лінійні струми не дорівнюють фазовим струмам навантаження і визначаються через них по першому закону Кирхгофа. Використовуючи комплексну форму запису закону Кирхгофа, одержимо:

$$\begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}. \end{aligned}$$

При умові симетрії навантаження фаз одержимо $I_A = I_{AB}\sqrt{3}$.

У результаті, використовуючи загальне позначення лінійних і фазних струмів можна записати:

$$I_l = \sqrt{3}I_\phi. \quad (3.4)$$

3.2.4. Способи ввімкнення навантаження в трифазну електричну мережу

Розглянемо способи ввімкнення навантаження в трифазне коло на прикладі чотирьохпровідної трифазної лінії. Дана лінія дозволяє реалізувати можливі способи ввімкнення (рис. 3.10).

Однофазні приймачі можуть бути ввімкнені двома способами:

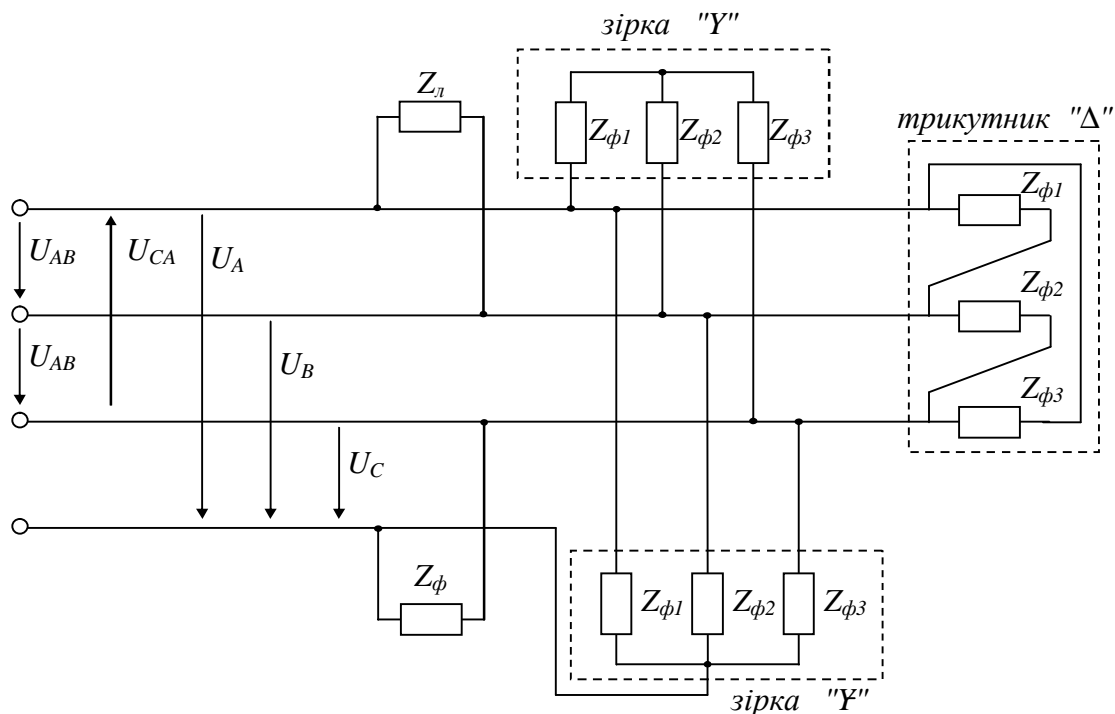


Рис. 3.10. Способи ввімкнення навантаження в трифазну електричну мережу

а) між якою-небудь лінією (у даному випадку – лінія C) і нейтраллю N . У цьому випадку приймач Z_ϕ одержує фазну напругу $U_\phi = U_C$;

б) між двома лінійними проводами (у даному випадку взяті лінії A та B). Приймач Z_l одержує лінійну напругу $U_l = U_{AB}$.

Трифазні приймачі: $Z_{\phi 1}$, $Z_{\phi 2}$, $Z_{\phi 3}$ – три однофазних приймачі об'єднані в загальну схему і тут можливі наступні її варіанти:

а) зірка з нейтраллю Y ; б) зірка без нейтралі Y ; в) трикутник Δ . Кожний однофазний приймач характеризується повним опором фази

$$z_\phi = \sqrt{R_\phi^2 + (X_{L\phi} - X_{C\phi})^2},$$

а також фазовим зсуванням

$$j_\phi = \arctg \frac{X_{L\phi} - X_{C\phi}}{R_\phi}.$$

3.2.5. Поняття симетричного і несиметричного навантаження

Трифазні кола – це різновид кіл синусоїдального струму. Навантаження, що включається в кожен з фаз може бути різним за характером – активним, індуктивним, ємнісним чи змішаним. У зв'язку з цим розрізняють поняття симетричного і несиметричного навантаження.

Симетричним (рівномірним) навантаженням називають навантаження, яке ввімкнене в кожен з фаз, і яке рівне по величині z_ϕ і характеру j_ϕ , тоб-

то $Z_A = Z_B = Z_C$ (рис. 3.11, а). Прикладом симетричного навантаження може бути трифазний асинхронний двигун або трифазний трансформатор.

Несиметричним (нерівномірним) навантаженням називають навантаження ввімкнену в кожену з фаз, що відрізняється або по величині або по характеру, або по величині і характеру, тобто виконується нерівність: $Z_A \neq Z_B \neq Z_C$ (рис. 3.11, б, в). Прикладом несиметричного навантаження може бути освітлювальна мережа, коли характер навантаження однаковий, а кількість ламп, тобто опір, розрізняється.

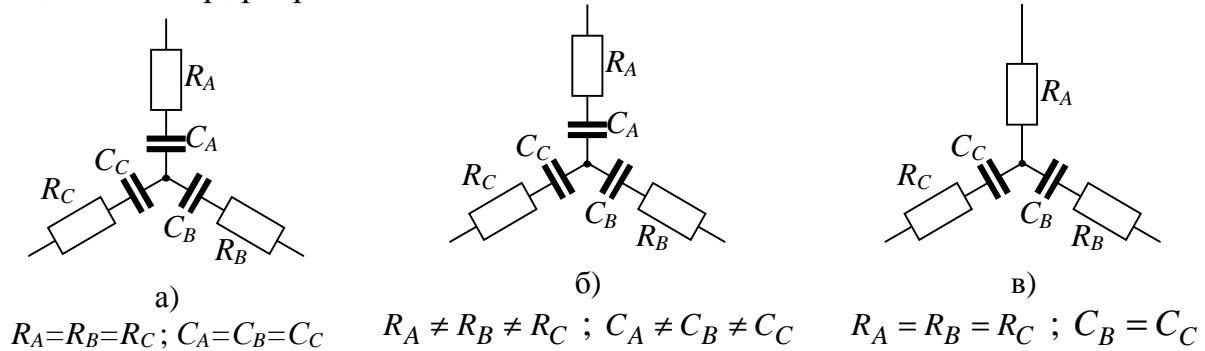


Рис. 3.11. Симетричне (а) і несиметричне (б, в) навантаження

§ 3.3. Особливості розрахунку трифазних кіл

3.3.1. Розрахунок трифазних кіл

Трифазне коло – різновид кола синусоїдального струму, і тому розрахунок і дослідження процесів у них здійснюють тими ж методами і прийомами, що розглядалися у гл. 2. Для кола трифазного струму застосовується також символічний метод розрахунку і можна будувати векторні, топографічні і кругові діаграми.

Аналітичний розрахунок трифазного кола рекомендується супроводжувати побудовою векторних і топографічних діаграм. Векторні діаграми полегшують визначення кутів між струмами, роблять усі співвідношення більш наочними і допомагають знаходити помилки при аналітичному розрахунку, якщо останні виникнуть.

3.3.2. Розрахунок трифазного кола за схемою з'єднання зірка – зірка з нульовим проводом

Якщо нульовий провід у схемі рис. 3.8, а, має дуже малий опір ($Z_N \rightarrow 0$), то потенціал точки O' практично дорівнює потенціалу точки O . Точки O і O' фактично являють собою одну точку. При цьому в схемі утвориться три відособлених контури, через які проходять струми

$$I_A = \frac{E_A}{Z_A} ; \quad I_B = \frac{E_B}{Z_B} ; \quad I_C = \frac{E_C}{Z_C} .$$

За першим законом Кирхгофа струм у нульовому проводі дорівнює геометричній сумі фазових струмів:

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{I}_A + \mathbf{I}_B + \mathbf{I}_C \quad (3.5)$$

У випадку симетричного навантаження ($Z_A = Z_B = Z_C$) струм \mathbf{I}_0 дорівнює нулю і нульовий провід може бути вилучений зі схеми без зміни режиму її роботи.

У випадку несиметричного навантаження фаз ($Z_A \neq Z_B \neq Z_C$) струм \mathbf{I}_0 у загальному випадку не дорівнює нулю.

При наявності в нульовому проводі деякого опору розрахунок схеми ведуть методом вузлових потенціалів.

Приклад 3.1. У схемі рис. 3.12, а, ЕРС кожної фази трифазного генератора дорівнює 127 В. Опори фаз навантаження рівні по модулю (12,7 Ом), але мають різний характер: $Z_A = R$, $Z_B = X_L$, $Z_C = -X_C$. Визначити струм у нульовому проводі.

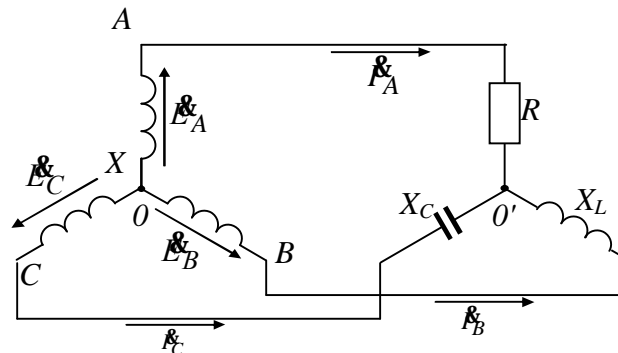


Рис. 3.12. Трифазне коло для прикладу 3.1.

Рішення:

Побудуємо векторну діаграму (рис. 3.13, а). Струми усіх фаз по модулю рівні

$$I = \frac{E}{z} = \frac{127}{12.7} = 10 \text{ A}.$$

Струм фази А \mathbf{I}_A збігається по фазі з \mathbf{E}_A . Струм фази В \mathbf{I}_B відстає від \mathbf{E}_B на 90° , а струм \mathbf{I}_C випереджає \mathbf{E}_C на 90° . Сума струмів $\mathbf{I}_A + \mathbf{I}_B + \mathbf{I}_C$ дасть вектор струму в нейтральному проводі \mathbf{I}_0 . По модулю він дорівнює 7,3 А.

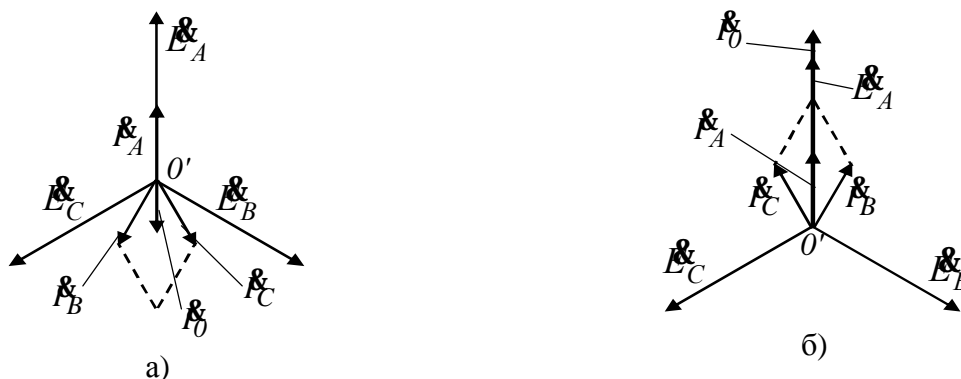


Рис. 3.13. Векторні діаграми до прикладів 3.1 і 3.2.

Приклад 3.2. Визначити струм у нульовому проводі з прикладу 3.1, якщо опір ввімкнене у фазу A залишити без зміни, а опору фаз B и C поміняти місцями, тобто: $Z_B = -X_C$, $Z_C = X_L$.

Рішення:

Векторна діаграма до даної умови зображена на рис. 3.13, б. З неї випливає, що струм в нульовому проводі $I_0 = 10\sqrt{2} + 10 = 24.14$ А.

3.3.3. Розрахунок трифазного кола при з'єднанні навантаження трикутником

Хоч джерела та приймачі трифазних кіл можуть з'єднуватись як трикутником так і зіркою, на практиці обмотки генератора в основному вмикають зіркою, оскільки тільки тоді в колі може бути дві різні за величиною ЕРС (рис. 3.8, а, б). З наведеної схеми очевидно, що при суміщенні кінця одного фазного навантаження з початком іншого фазні і лінійні напруги співпадають ($U_l = U_\phi$). При цьому, оскільки точки приєднання приймача до лінії є вузлами (на відміну від з'єднання зіркою), то фазні струми повинні відрізнитися від лінійних.

Виберемо напрямок струмів у фазах трикутника відповідно до рис. 3.8, в. Струм I_{AB} викликається напругою U_{AB} . Модуль і фаза його щодо напруги U_{AB} визначаються опором навантаження Z_{AB} . Аналогічно визначаються струми I_{BC} і I_{CA} . Вони викликані відповідно напругами U_{BC} і U_{CA} , а модуль і фаза їх, щодо напруг, визначаються опорами Z_{BC} і Z_{CA} . Лінійні струми обчислюються через фазові струми за першим законом Кирхгофа:

$$\begin{aligned} I_A &= I_{AB} - I_{CA}; \\ I_B &= I_{BC} - I_{AB}; \\ I_C &= I_{CA} - I_{BC}. \end{aligned} \tag{3.6}$$

Векторна діаграма, яка за умови симетрії навантаження фаз відповідає розглянутим рівнянням, зображена на рис. 3.14, а. З неї витікає, що зірка векторів лінійних струмів відстає від зірки фазних на кут 30° . При цьому, аналогічно напругам у попередньому розділі, одержимо $I_A = I_{AB}\sqrt{3}$. У результаті, використовуючи загальне позначення лінійних і фазних струмів: $I_l = \sqrt{3}I_\phi$.

При несиметричному навантаженні фаз ($Z_{AB} \neq Z_{BC} \neq Z_{CA}$) фазні струми будуть зсунуті щодо своїх фазних напруг на різні кути $j_{AB} \neq j_{BC} \neq j_{CA}$ і відрізнитися за амплітудою. У результаті система лінійних струмів, яку можна одержати геометричним шляхом по відомим фазним (див. векторну діаграму на рис. 3.14, б), також буде несиметричною. З зображеної діаграми видно, що в випадку, який розглядається, при зміні опору однієї з фаз, буде змінюватися тільки фазний струм у ній та лінійні струми в колі. Режими роботи інших фаз залишаться при цьому незмінними. Розглянута особливість є важливою перевагою з'єднання навантаження трикутником.

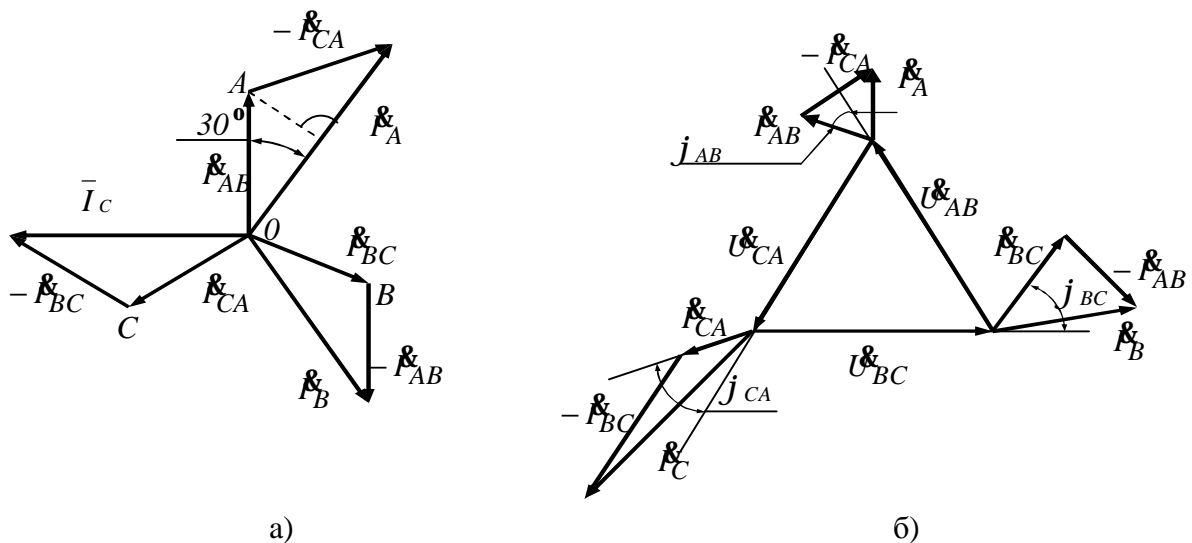


Рис. 3.14. Векторна діаграма лінійних і фазних напруг та струмів при симетричному (а) та несиметричному (б) навантаженні фаз при з'єднанні навантаження трикутником

Приклад 3.3. У схемі рис. 3.15, а, визначити всі струми і побудувати векторну діаграму, якщо ЕРС кожної фази генератора 220 В, а опори рівні $Z_{AB} = -19 j$; $Z_{BC} = 19 j$; $Z_{CA} = 19 \text{ Ом}$.

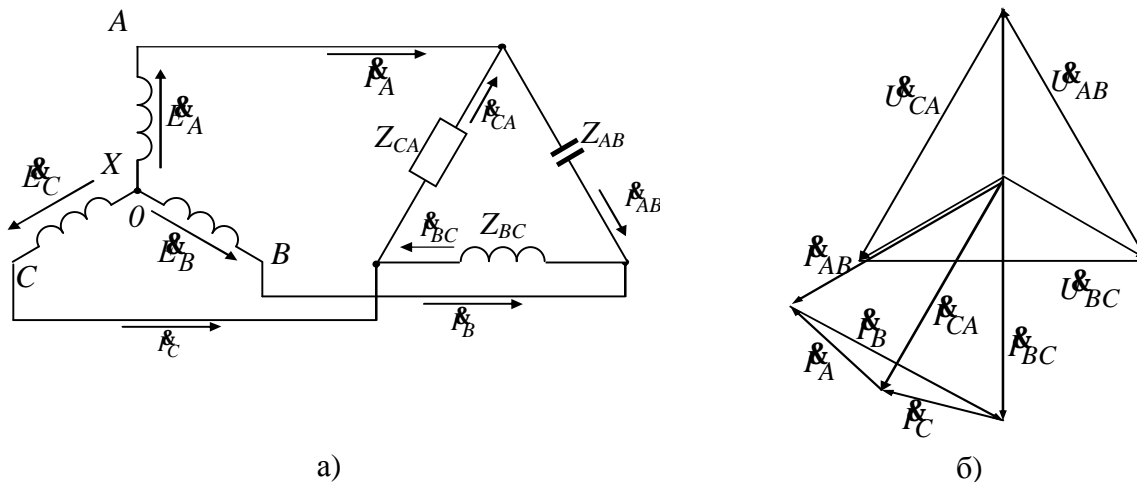


Рис. 3.15. Трифазне коло для прикладу 3.3 і векторна діаграма до даного кола.

Рішення: Векторна діаграма побудована на рис. 3.13, б. Напруги на фазах навантаження в $\sqrt{3}$ раз більше фазових ЕРС генератора і рівні

$$U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = 220\sqrt{3} = 380 \text{ В} .$$

Струм I_{AB} випереджає напругу U_{AB} на 90° і дорівнює

$$I_{AB} = \frac{U_{AB}}{z_{AB}} = \frac{380}{19} = 20 \text{ А} .$$

Струм I_{BC} відстає від напруги U_{BC} на 90° і також дорівнює 20 А. Струм I_{CA} по модулі дорівнює 20 А и збігається по фазі з напругою U_{CA} . Лінійні струми I_A , I_B , I_C знайдемо графічним шляхом, використовуючи співвідношення (3.6). По модулю

$$I_A = I_C \approx 10 \text{ А} ; I_B = 20 \text{ А} .$$

3.3.4. Розрахунок трифазного кола при з'єднанні зірка – зірка без нульового проводу

На рис. 3.8, б, представлена схема з двома вузлами (точки O і O'). Для розрахунку струмів у ній доцільно користатися методом двох вузлів (див. п. 1.3.3.). Напругу між двома вузлами O і O' (нульовими точками генератора і приймача) запишемо у виді:

$$\underline{U}_{O'O} = \frac{\underline{E}_A Y_A + \underline{E}_B Y_B + \underline{E}_C Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_N}, \quad (3.7)$$

де $Y_A = 1/Z_A$, $Y_B = 1/Z_B$, $Y_C = 1/Z_C$, $Y_N = 1/Z_N$ – відповідно комплексні провідності лінійних проводів і нульового проводу.

За обчисленим таким чином значенням $\underline{U}_{O'O}$ розраховується струм у нульовому проводі $\underline{I}_0 = \underline{U}_{O'O} Y_0$. Векторна діаграма ЕРС і напруг у трифазному колі, що відповідає такому випадку, подана на рис. 3.16, а. При цьому, якщо $Z_N = 0$, то $(Y_A + Y_B + Y_C + Y_N) = \infty$ і $\underline{U}_{O'O} = 0$. В результаті струм у нульовому проводі також буде відсутнім, а система фазних напруг залишиться симетричною.

При відсутності нульового проводу ($Y_N = 0$) несиметрія навантаження фаз призводить до перекосу фазних напруг та їх залежності від величини опору у сусідніх фазах. Так для випадку, що розглядається, можна записати:

$$\underline{I}_A = \underline{U}_A Y_A; \quad \underline{I}_B = \underline{U}_B Y_B; \quad \underline{I}_C = \underline{U}_C Y_C,$$

а підставивши ці значення струмів у вираз, складений за першим законом Кирхгофа для нульової точки приймача (3.5), отримаємо:

$$\underline{U}_A Y_A + \underline{U}_B Y_B + \underline{U}_C Y_C = 0.$$

З векторної діаграми (рис. 3.16, а) витікає, що $\underline{U}_B = \underline{U}_A - \underline{E}_{AB}$, а $\underline{U}_C = \underline{E}_{CA} + \underline{U}_A$. Використовуючи ці вирази у залежності (3.7) і виконавши відповідні перетворення, визначимо фазну напругу

$$\underline{U}_A = \frac{(\underline{E}_{AB} Y_B - \underline{E}_{CA} Y_C)}{(Y_A + Y_B + Y_C)}.$$

Аналогічно можна одержати:

$$\underline{U}_B = \frac{(\underline{E}_{BC} Y_C - \underline{E}_{AB} Y_A)}{(Y_A + Y_B + Y_C)}, \quad \underline{U}_C = \frac{(\underline{E}_{CA} Y_A - \underline{E}_{BC} Y_B)}{(Y_A + Y_B + Y_C)}.$$

На рис. 3.15, б, подана векторна діаграма лінійних і фазних напруг, що відповідає випадку симетричного навантаження фаз ($Z_A = Z_B = Z_C = Z_\phi$). Тут ве-

ктори U_{AB} , U_A і $-U_B$ утворюють рівнобедрений трикутник, з якого витікає, що $U_{AB} / 2 = U_A \cos 30^\circ$, або $U_{AB} = \sqrt{3}U_A$. Позначивши фазні напруги і струми індексом " ϕ ", а лінійні – " $л$ ", остаточно для симетричного навантаження одержимо: $U_{л} = \sqrt{3}U_{\phi}$.

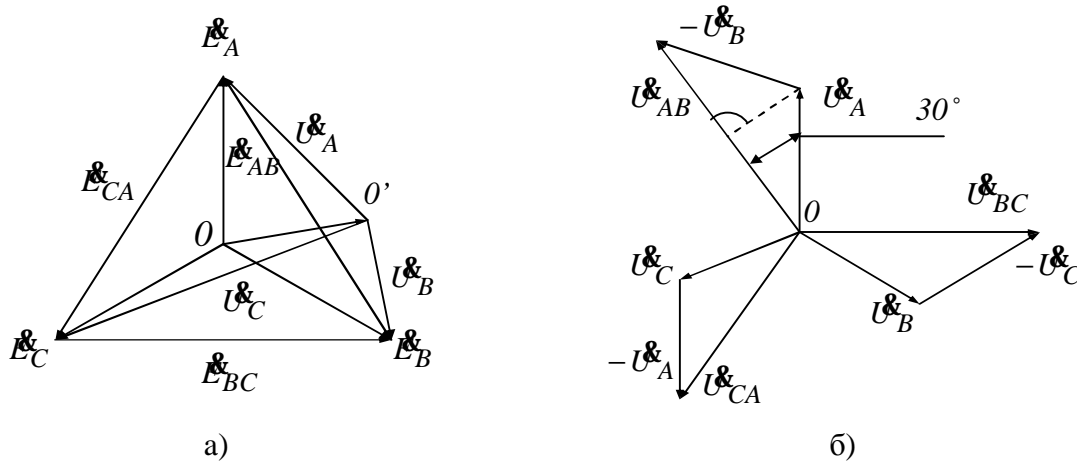


Рис. 3.16 Векторна діаграма лінійних і фазних напруг при несиметричному (а) та симетричному (б) навантаженні фаз

При симетричному навантаженні і симетричній системі ЕРС генератора різні точки також утворюють симетричну систему. Тоді ж у нульовому проводі

$$\mathbf{I}_N = \mathbf{I}_A + \mathbf{I}_B + \mathbf{I}_C = 0.$$

З урахуванням одержаного значення струму \mathbf{I}_N , очевидно, що у розглядуваному випадку доцільно використовувати трипровідне коло (без нульового проводу).

§ 3.4. Потужність трифазного кола

Під *активною потужністю* трифазної системи, розуміють суму потужностей фаз навантаження й активної потужності в опорі ввімкненому в нульовий провід:

$$P = P_A + P_B + P_C + P_0 \quad (3.7)$$

Реактивна потужність трифазної системи являє собою суму реактивних потужностей фаз навантаження і реактивної потужності в опорі, ввімкненому в нульовий провід:

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C + Q_0 \quad (3.8)$$

Повна потужність

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3.9)$$

Якщо навантаження симетричне, то

$$\begin{aligned}P_0 &= Q_0 = 0; \\P_A &= P_B = P_C = U_\phi I_\phi \cos j_\phi; \\Q_A &= Q_B = Q_C = U_\phi I_\phi \sin j_\phi.\end{aligned}$$

де j_ϕ – кут між напругою U_ϕ на фазі навантаження і струмом I_ϕ фази навантаження.

Тоді:

$$\begin{aligned}P &= 3U_\phi I_\phi \cos j_\phi; \\Q &= 3U_\phi I_\phi \sin j_\phi; \\S &= 3U_\phi I_\phi.\end{aligned}\tag{3.10}$$

При рівномірному навантаженні фаз незалежно від способу її з'єднання (зіркою чи трикутником)

$$3U_\phi I_\phi = \sqrt{3}\sqrt{3}U_\phi I_\phi = \sqrt{3}U_{л}I_{л},\tag{3.11}$$

де $U_{л}$ – лінійна напруга на навантаженні; $I_{л}$ – лінійний струм навантаження.

Тому замість формул (3.10) часто використовують наступні:

$$\begin{aligned}P &= \sqrt{3}U_{л}I_{л} \cos j_\phi; \\Q &= \sqrt{3}U_{л}I_{л} \sin j_\phi; \\S &= \sqrt{3}U_{л}I_{л}.\end{aligned}\tag{3.12}$$

Контрольні запитання

1. Дайте визначення трифазної симетричної системи ЕРС. Завдяки яким перевагам ця система набула широкого поширення в енергетиці?
2. У чому складається перевага трифазної системи перед однофазною?
3. Яка прийнята система маркірування затискачів фаз трифазного генератора й однофазних приймачів, з'єднаних зіркою, що приєднані до трьох лінійних проводів?
4. Що мають на увазі під лінійними та нульовими проводами, лінійними та фазовими напругами і струмами?
5. Накреслите схему ввімкнення трьох приймачів, з'єднаних у "трикутник", і введіть у неї вимірювальні прилади для виміру лінійних і фазних струмів і напруг.
6. Як пояснити, що напруги, які одержують від трифазних кіл, можуть бути представлені наступним рядом: 127, 220, 380, 660 В?
7. Які існують співвідношення (для симетричного навантаження) між фазними і лінійними значеннями напруги і струму для з'єднань зіркою і трикутником?
8. Для чого в трифазних колах застосовують нейтральний провід і які зміни відбуваються в окремих фазах приймачів, з'єднаних зіркою, у випадку обриву цього проводу при

симетричному і несиметричному навантаженні?

9. Якими рівняннями зв'язані лінійні і фазні напруги і струми для несиметричного навантаження, з'єднаною зіркою і трикутником?

10. При яких способах з'єднання генератора з навантаженням лінійний струм дорівнює фазовому?

11. При яких способах з'єднання генератора з навантаженням лінійна напруга дорівнює фазовій?

12. Що розуміють під активною і повною потужностями трифазної системи?

13. Запишіть вираження для активної, реактивної і повної потужностей трифазної системи.

14. Чому при симетричному навантаженні розрахунок можна вести на одну фазу?

Типові задачі

1. До джерела трифазної мережі з лінійною напругою $U_n = 380 \text{ В}$ и частотою $f = 50 \text{ Гц}$ підключене рівномірне навантаження, з'єднане за схемою "зірка", з повним опором у фазі $Z = 90 \text{ Ом}$ і індуктивністю $L = 180 \text{ мГн}$. Визначити активну, реактивну і повну потужності, коефіцієнт потужності, діючі значення лінійного струму і напруги. Побудувати векторну діаграму струмів і напруг.

2. До трифазного чотирихпровідної мережі з діючим значенням лінійної напруги $U_n = 380 \text{ В}$ и частотою $f = 50 \text{ Гц}$ підключений приймач енергії, з'єднаний за схемою "зірка". У фазу A ввімкнена котушка з індуктивністю $L = 0,18 \text{ Гн}$ і активним опором $R = 80 \text{ Ом}$, у фазу B – резистор опором $R = 69 \text{ Ом}$, у фазу C – конденсатор ємністю $C = 30 \text{ мкФ}$ із послідовно з'єднаним резистором опором $R = 40 \text{ Ом}$. Визначити діючі значення лінійних і фазних струмів, повну споживану навантаженням потужність.

3. Три однакові групи ламп накаливання, з'єднані за схемою "зірка", ввімкнені в трифазну чотирихпровідну мережу з діючим значенням лінійної напруги $U_n = 380 \text{ В}$. Визначити повну потужність, споживану навантаженням, якщо лінійний струм $I_n = 16,5 \text{ А}$.

4. Приймач енергії, з'єднаний за схемою "зірка", підключений до трифазної чотирихпровідної мережі з діючим значенням лінійної напруги $U_n = 220 \text{ В}$ та має в кожній фазі опір $R = 100 \text{ Ом}$. Визначити значення струму в лінії, а також струм у нейтральному проводі.

5. У трипровідну трифазну мережу з лінійною напругою $U_n = 220 \text{ В}$ ввімкнені трифазний симетричний споживач, фази якого з'єднані "зіркою". Активний та ємнісний опори фаз споживача: $R = 3 \text{ Ом}$ і $X_C = 4 \text{ Ом}$, активний і індуктивний опір кожного проводу живильної лінії: $R_n = 3 \text{ Ом}$, $X_n = 4 \text{ Ом}$. Визначити напруга U на затискачах джерела живлення, коефіцієнт потужності $\cos \phi$ споживача, активну P , реактивну Q і повну S його потужності.

6. Трифазний асинхронний двигун підключено до трифазної лінії з лінійною напругою 380 В . Повний опір фази складає 100 Ом . Визначити лінійні та фазні струми, якщо обмотка двигуна з'єднана трикутником.

МАГНІТНІ ЛАНЦЮГИ. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА ІНДУКЦІЯ І МЕХАНІЧНІ СИЛИ В МАГНІТНОМУ ПОЛІ

§ 4.1. Основні характеристики і властивості магнітних матеріалів

4.1.1. Феромагнітні та неферомагнітні речовини

Всі речовини, у відношенні їхніх магнітних властивостей, поділяються на три групи: діамагнітні, парамагнітні і феромагнітні. У діамагнітних речовин відносна магнітна проникність m ненабагато менше одиниці, наприклад, у вісмуту вона дорівнює 0,99983. У парамагнітних речовин відносна магнітна проникність ненабагато більше одиниці, наприклад, m платини дорівнює 1,00036. У феромагнітних речовин (залізо, нікель, кобальт і їхні сплави, ферити та інші) m багато більше одиниці (наприклад, доходить до 10^4 , а в деяких матеріалів навіть до 10^6).

В електротехніці всі речовини поділяють не на діа-, пара- і феромагнітні, як це прийнято у фізиці, а на феромагнітні і неферомагнітні. У феромагнітних речовинах m багато більше одиниці, а у всіх неферомагнітних речовинах m практично дорівнює одиниці.

4.1.2. Основні величини, що характеризують магнітне поле

Основними величинами, що характеризують магнітне поле, є: магнітна індукція \vec{B} і намагніченість \vec{J} .

Магнітна індукція – це векторна величина, обумовлена силовим впливом магнітного поля на струм.

Намагніченість – магнітний момент одиниці об'єму речовини.

Крім цих двох величин, магнітне поле характеризується ще однією величиною – напруженістю магнітного поля \vec{H} . Три величини \vec{B} , \vec{J} , \vec{H} зв'язані один з одним наступною залежністю:

$$\vec{B} = m(\vec{J} + \vec{H}). \quad (4.1)$$

У практичній системі одиниць СІ індукція вимірюється в $\left[\frac{в \cdot сек}{м^2} = \frac{вебер}{м^2} \right]$

і в кратних їй одиницях $\left[\frac{вб}{см^2} \right]$. Намагніченість J і напруженість полю H у практичній системі вимірюють у $\left[\frac{А}{см} \right]$.

Намагніченість \vec{J} є вектор, напрямок якого збігається з напрямком \vec{H} у даній точці,

$$\vec{J} = c\vec{H}. \quad (4.2)$$

Коефіцієнт c для феромагнітних речовин є функцією \bar{H} . Підставимо (4.2) у (4.1) і, позначивши $1 + c = m_0$, одержимо

$$\bar{B} = m_0 m \bar{H}, \quad (4.3)$$

де m_0 – постійна, що характеризує магнітні властивості вакууму. У системі СІ $m_0 = 1,256 \cdot 10^{-8} \frac{\text{Гн}}{\text{см}}$. Безрозмірний коефіцієнт m називають відносною магнітною проникністю. Для феромагнітних речовин m є функція \bar{H} .

Магнітний потік Φ – є потік вектора магнітної індукції через площу S

$$\Phi = \int_S \bar{B} d\bar{S}, \quad (4.4)$$

де d – елемент поверхні S . У практичній системі одиниць потік вимірюється в $[B \cdot c]$ або $[\text{веберах}]$.

Розрахунки магнітних ланцюгів проводять звичайно шляхом використання двох величин – магнітної індукції \bar{B} і напруженості полю \bar{H} .

Що стосується третьої величини – намагніченості \bar{J} , то її в розрахунках, як правило, не використовують (але при необхідності значення \bar{J} , завжди може бути знайдене з формули (4.1)).

4.1.3. Елементи теорії феромагнетизму

Як відомо з курсу фізики, феромагнітні тіла складаються з областей мимовільного (спонтанного) намагнічування. Ширина цих областей дуже мала і складає, приблизно, 0,01 мм. Ширина меж між сусідніми областями близько 10^{-6} мм. Кожна область певним чином намагнічена, і магнітний стан її характеризується вектором намагніченості. Напрямок вектора намагніченості залежить від внутрішніх пружних напружень і від кристалічної структури феромагнітного тіла.

Вектори намагніченості окремих областей спрямовані в різні сторони, тому в зовнішньому стосовно феромагнітного середовища просторі намагніченість феромагнітного тіла, якщо тіло не поміщене в зовнішнє магнітне поле, ні в чому не виявляється. Якщо ж феромагнітне тіло помістити в зовнішнє магнітне поле, то під дією цього полю вектори намагніченості окремих областей будуть повертатися по зовнішньому полю. У результаті цього індукція результуючого магнітного полю виявляється в багато разів (сотні і навіть сотні тисяч разів) більше, ніж магнітна індукція зовнішнього полю, що впливає на феромагнетик.

Атом будь-якого елемента можна схематично представити у виді позитивно зарядженого ядра й електронів, що рухаються навколо нього. Електрони обертаються не тільки навколо ядра, але і навколо власної осі.

Вирішальну роль у створенні магнітних властивостей феромагнітних матеріалів грає магнітний момент електрона при обертанні його навколо своєї осі – так називаний спин електрона.

В атомах феромагнітних матеріалів є не цілком заповнені електронні оболонки з некомпенсованими спінами. Так, наприклад, в атомі заліза на третьої, вважаючи від ядра, електронній оболонці (разом із двома підоболонками) замість 18 електронів знаходяться всього 14 електронів. Причому істотно, що на одній з під оболонки цієї електронної оболонки 5 електронів мають один напрямок спіна, а 1 електрон має протилежний напрямок спіна.

Завдяки тому, що в атомі заліза є 4 некомпенсованих спіна, атом у цілому має магнітний момент.

Як говорилося вище, у феромагнітних матеріалах є області мимовільного намагнічування. Кожна з цих областей утворена сукупністю атомів, магнітні моменти яких паралельні (чи антипаралельні). Розглянемо причини, що викликають появу таких областей.

У силу наявності незаповнених електронних оболонки з некомпенсованими спінами частина електронів одного атома розташовується настільки близько до ядра іншого атома, що між сусідніми атомами як би має місце обмін електронами.

Завдяки цьому між сусідніми атомами діють не тільки магнітні сили, викликані взаємодією спінів, але маються сили, обумовлені наявністю обмінних електронів. Ці сили називають обмінними силами. З обмінними силами зв'язана енергія, яку називають обмінною енергією або обмінним інтегралом. Обмінний інтеграл може бути позитивним і негативним. Феромагнітні властивості виявляються в тому випадку, коли обмінний інтеграл позитивний і має деяке визначене значення.

Обмінні сили прагнуть встановити сусідні атоми таким чином, щоб магнітні моменти їхні були паралельні. У свою чергу магнітні сили взаємодії між сусідніми спінами прагнуть встановити сусідні атоми так, щоб магнітні моменти їхній були антипаралельні.

Обмінні сили убувають з відстанню швидше, ніж магнітні сили взаємодії між сусідніми спінами. Тому, починаючи з деякої відстані, магнітні сили взаємодії між сусідніми спінами починають перевищувати обмінні сили. Цим і порозумівається, що спонтанно намагнічені області мають малі розміри.

Крім того, в енергетичному відношенні найбільш вигідним виявляється такий стан, при якому феромагнітне тіло виявляється підрозділеним на невеликі області, намагнічені антипаралельно. Такий стан в енергетичному відношенні найбільш вигідний, тому що вся система в цілому має мінімум енергії.

При підвищенні температури заліза до 760° (до точки Кюрі) швидкості руху електронів стають настільки великими, що відбувається руйнування спонтанних областей.

4.1.4. Основні характеристики феромагнітних матеріалів

Властивості феромагнітних матеріалів прийнято характеризувати залежністю магнітної індукції B від напруженості магнітного поля H . Розрізняють два основних типи цих залежностей: криві намагнічування і гістерезисні петлі.

З курсу фізики відомо, що феромагнітні матеріали володіють *явищем гістерезису*.

Гістерезис – явище відставання в зміні магнітної індукції від зміни напруженості магнітного поля H . Гістерезис обумовлений, грубо говорячи, внутрішнім тертям областей мимовільного намагнічування. Він знаходить своє вираження в тім, що при періодичній зміні напруженості поля залежність між B и H здобуває петлевий характер.

Розрізняють кілька типів гістерезисних петель – симетричну гістерезисну петлю, граничну петлю (цикл) і несиметричну гістерезисну петлю або частковий цикл.

На рис. 4.1 зображено сімейство симетричних гістерезисних петель. Для кожної симетричної петлі максимальне додатне значення B дорівнює максима-

льному від'ємному значенню B и, відповідно, H_{max} дорівнює $|-H_{max}|$.

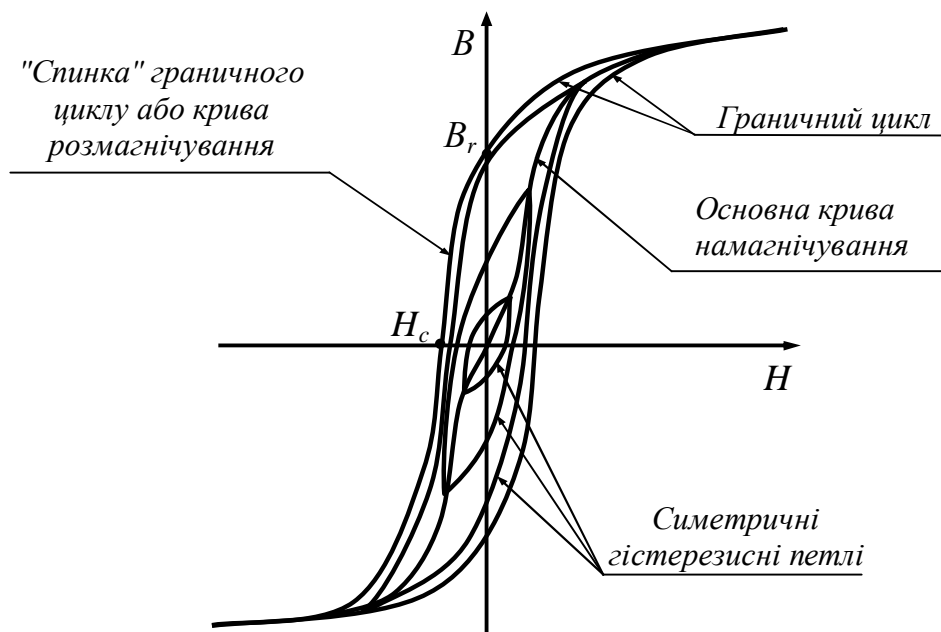


Рис. 4.1. Сімейство симетричних гістерезисних петель

Геометричне місце вершин симетричних гістерезисних петель прийнято називати основною кривою намагнічування. При дуже великих H поблизу $\pm H_{max}$ висхідна і спадна частини гістерезисної петлі практично зливаються.

Граничною гістерезисною петлею або граничним циклом називають симетричну гістерезисну петлю, зняту при дуже великих H_{max} . Значення індукції при $H=0$ називають *залишковою індукцією* і позначають B_r . Значення напруженості полю при $B=0$ називається *затримуючою або коерцитивною силою* і позначається H_c .

Ділянку граничного циклу B_r, H_c (рис. 4.1) називають *кривою розмагнічування* або *"спинкою" гістерезисної петлі*. Ця ділянка використовується при розрахунках магнітних ланцюгів з постійними магнітами.

Якщо змінювати H періодично, але так, що значення $+H_{max}$ не буде дорівнює значенню $-H_{max}$, то залежність між B и H буде мати петлевий характер, але центр петлі не буде збігатися з початком координат (рис. 4.2, крива 1). Такі гістерезисні петлі прийнято називати *частковими петлями гістерезисну* або *частковими циклами*.

Крива намагнічування – це однозначна залежність між B и H . Криві намагнічування підрозділяють на *основу* (рис. 4.2, крива 2), *початкову* (рис. 4.2, крива 3) і *безгістерезисну* (рис. 4.2, крива 4).

Якщо попередньо розмагнічений феромагнітний матеріал ($B=0, H=0$) намагнічувати, монотонно збільшуючи H , то залежність між B и H , що має міс-

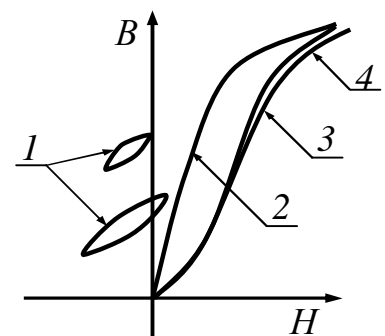


Рис. 4.2. Часткова петля гістерезису (1) та криві намагнічування (2, 3, 4): 2 – основна; 3 – початкова; 4 – безгістерезисна

це при цьому процесі, називається *початковою кривою намагнічування*.

Початкова й основна криві намагнічування настільки близько розташовані одна до другої, що для багатьох практичних мет їх можна вважати співпадаючими (рис. 4.2).

Безгістерезисною кривою намагнічування називають залежність між B і H , що має місце в тому випадку, коли при намагнічуванні феромагнітного матеріалу його періодично постукують або впливають на нього загасаючим по амплітуді синусоїдальним полем. При цьому гістерезис, тобто, явище відставання зміни B від змін H , що має місце внаслідок внутрішнього тертя областей мимовільної намагніченості, як би зникає.

Безгістерезисна крива намагнічування різко відрізняється від основної кривої (рис. 4.2, крива 4).

У різних довідниках в якості однозначної залежності між B і H дається основна крива намагнічування.

4.1.5. Магнітно м'які і магнітотверді матеріали

Усі феромагнітні матеріали можуть бути підрозділені на дві великі групи: магнітно м'які і магнітотверді.

Магнітно м'які матеріали володіють основною кривою намагнічування, що круто піднімається і відносно малими площами гістерезисних петель (рис. 4.3, крива 1).

Вони застосовуються у всіх пристроях, що працюють, або можуть працювати при магнітному потоці, що змінюється періодично (в трансформаторах, електричних двигунах і генераторах, індуктивних котушках і т.п.).

У групу магнітно м'яких матеріалів входять електротехнічні сталі, залізо-нікелеві сплави типу пермалюю й ін. Деякі магнітно м'які матеріали, наприклад, пермінвар, сплави типу Н60П, Н65П та інші мають петлю гістерезису, за формою близької до прямокутної. Такі матеріали одержали поширення в пристроях автоматики.

Магнітотверді матеріали володіють основною кривою намагнічування, що плавно піднімається, і великою площею гістерезисної петлі (рис. 4.3, крива 2).

У групу магнітотвердих матеріалів входять вуглецеві сталі, вольфрамові сплави, сплави магнію, платинокобальтові сплави й ін.

З магнітотвердих матеріалів виконують постійні магніти.

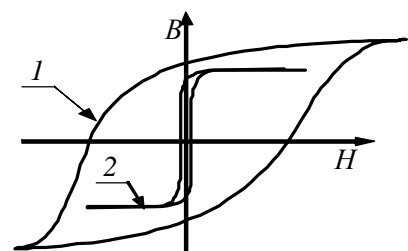


Рис. 4.3. Петлі гістерезису магнітотвердих (1) та магнітно м'яких (2) матеріалів

4.1.6. Магнітодіелектрики і ферити

У радіотехніці, де застосовуються високі частоти, сердечники котушок індуктивності виготовляють з магнітодіелектриків або з феритів.

Магнітодіелектрики – матеріали, отримані шляхом змішування дрібно

здрібненого порошку магнетиту, заліза або пермалою з діелектриком. Ця суміш формується і запікається. Кожну феромагнітну крупинку обволікає плівка з діелектрика. Завдяки наявності таких плівок сердечники з магнітодіелектриків не насичуються; m їх знаходиться в інтервалі від декількох одиниць до декількох десятків.

Ферити виготовляються з окислів міді або цинку та окислів заліза або нікелю. Суміш формується й обпікається. У результаті виходить твердий розчин, наприклад $Zn \cdot Fe_2O_3$. По своїм електричним властивостям ферити являють собою напівпровідники. Об'ємний опір їх порядку $10^2 - 10^9 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, тоді як для заліза воно складає $10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

Магнітні властивості феритів можуть бути отримані всілякі. На відміну від магнітодіелектриків, ферити можуть насичуватися. Коерцитивна сила феритів складає приблизно $0,1 \text{ А/см}$.

Маркують їх двома буквами і цифрою. Наприклад, ферит типу *НЦ-1000* є нікель-цинковий ферит, у якого m на початковій ділянці кривої намагнічування дорівнює 1000 .

§ 4.2. Магнітні кола

4.2.1. Закон повного струму

Магнітне поле створюється електричними струмами. Кількісний зв'язок між, лінійним інтегралом від вектора напруженості магнітного поля H уздовж будь-якого довільного контуру й алгебраїчною сумою струмів $\sum I$, охоплених цим контуром, визначається *законом повного струму*:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum I \quad (4.5)$$

Закон повного струму є дослідний закон. Він може бути експериментально перевірений шляхом виміру за допомогою спеціального пристрою – магнітного поясу.

4.2.2. Магніторушійна (намагнічуюча) сила

Магніторушійною силою (МРС) котушки (або обмотки) зі струмом називають добуток числа витків котушки w на струм I , що протікає по ній:

$$F = I \cdot w. \quad (4.6)$$

МРС Iw викликає магнітний потік у магнітному ланцюзі подібно тому, як ЕРС викликає електричний струм в електричному ланцюзі. Як і ЕРС, МРС величина спрямована. Позитивний напрямок її позначають на схемі стрілкою.

Позитивний напрямок МРС збігається з рухом вістря правоходового гвинта, якщо його обертати по напрямку струму в обмотці.

На рис. 4.4 подано кілька ескізів з різним напрямком намотування кату-

шок на сердечник і різний напрямок МРС.



Рис. 4.4. Різні напрямки намотування котушок на сердечник і відповідний до них напрямок дії МРС

4.2.3. Магнітний коло

Магнітним колом називається сукупність МРС, феромагнітних тіл або яких-небудь інших тіл або середовищ, по яких замикається магнітний потік.

Магнітні кола, як і електричні кола, можуть бути розподілені на нерозгалужені і розгалужені. Прикладом нерозгалуженого ланцюга може служити ланцюг рис. 4.5, а. Розгалужені ланцюги поділяються на симетричні і несиметричні. Магнітний ланцюг, який наведено на рис. 4.5, б, буде симетричним: у ньому потік Φ_1 буде дорівнювати потоку Φ_2 , якщо обидві частини її, розташовані ліворуч і праворуч від вертикальної пунктирної лінії, будуть однакові в геометричному відношенні, виготовлені з того самого матеріалу і якщо $I_1 w_1 = I_2 w_2$.

Досить зробити $I_1 w_1 \neq I_2 w_2$ або змінити напрямок струму в одній з обмоток, або зробити повітряний зазор в одному з крайніх стрижнів магнітопроводу, щоб магнітний ланцюг (рис. 4.5, б) став несиметричним. У несиметричному магнітному ланцюзі $\Phi_1 \neq \Phi_2$.

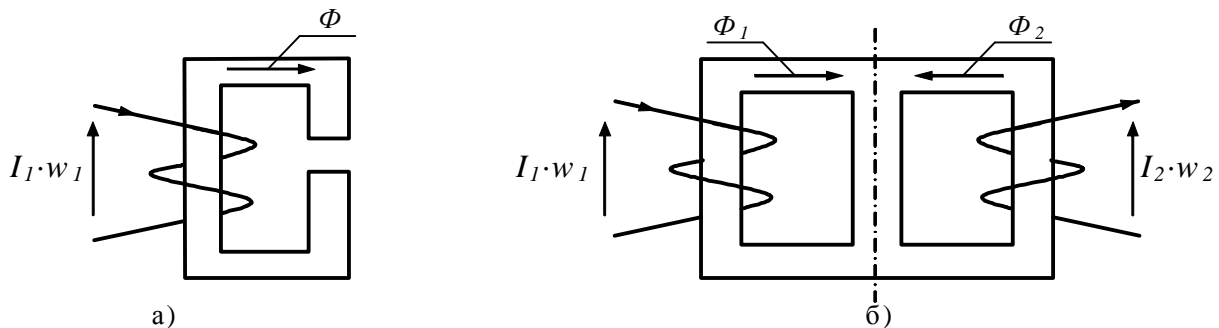


Рис. 4.5. Нерозгалужений (а) та розгалужений симетричний (б) магнітні ланцюги

4.2.4. Закони Кирхгофа для магнітних ланцюгів

При розрахунках магнітних ланцюгів, як і при розрахунках електричних ланцюгів, використовуються перший і другий закони Кирхгофа для магнітних ланцюгів.

Перший закон Кирхгофа для магнітних ланцюгів: алгебраїчна сума магнітних потоків у будь-якому вузлі магнітного ланцюга дорівнює нулю. Записується він у такий спосіб:

$$\sum \Phi = 0. \quad (4.7)$$

Другий закон Кирхгофа для магнітних ланцюгів: алгебраїчна сума падінь магнітної напруги уздовж будь-якого замкнутого контуру дорівнює алгеб-

раїчній сумі МРС уздовж того ж контуру

$$\sum U_m = \sum Iw . \quad (4.8)$$

Другий закон Кирхгофа для магнітних ланцюгів по суті справи є інша форма запису закону повного струму.

Перед тим як для магнітного ланцюга записати рівняння за законами Кирхгофа, варто довільно вибрати позитивні напрямки потоків у вітках магнітного ланцюга і позитивні напрямки обходу контурів.

Якщо напрямок магнітного потоку на деякій ділянці збігається з напрямком обходу, то падіння магнітної напруги цієї ділянки входить у суму $\sum U_m$, зі знаком плюс; якщо буде зустрічно йому, то зі знаком мінус.

Аналогічно, якщо МРС збігається з напрямком обходу, він входить у $\sum Iw$ зі знаком плюс, у протилежному випадку – зі знаком мінус.

За першим законом Кирхгофа необхідно скласти стільки рівнянь, скільки в ланцюзі вузлів без одиниці.

По другому законі Кирхгофа треба скласти число рівнянь, рівне числу віток за винятком числа рівнянь, складених за першим законом Кирхгофа.

§ 4.3. Явище електромагнітної індукції. Сила Лоренца

4.3.1. Явище електромагнітної індукції

Явище електромагнітної індукції являє собою одне з найважливіших явищ, що спостерігаються в магнітному полі. Воно було виявлено в 1831 р. англійським фізиком Майклом Фарадеєм (1791 – 1867 рр.). Суть явища полягає в тому, що *при всякій зміні магнітного потоку, що пронизує який-небудь контур, поза залежністю від того, чим викликана зміна потоку, у контурі наводиться електрорушійна сила e .*

Дослід показує, що наведена або індукована ЕРС e прямо пропорційна швидкості зміни потокозчеплення контуру y :

$$e = -\frac{dy}{dt}. \quad (4.9)$$

Потокозчеплення контуру y дорівнює алгебраїчній сумі потоків, що пронизують окремі витки обмотки

$$y = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \dots + \Phi_n . \quad (4.10)$$

Якщо усі витки обмотки w пронизуються тим самим потоком Φ , то

$$y = w \Phi. \quad (4.11)$$

Тому що число витків w є величина безрозмірна, то вимірюється потокозчеплення в тих же одиницях, що і потік. Необхідно зробити два зауваження до формули (4.9).

Перше зауваження: у є повне (результуюче) потокозчеплення контуру або обмотки; воно створюється не тільки зовнішнім стосовно даного контуру потоком, але і власним потоком, що пронизує контур при протіканні по ньому електричного струму.

Друге зауваження: Знак мінус у формулі (4.9) пояснюється тим, що позитивний напрямок для наведеної ЕРС і позитивний напрямок ліній магнітної індукції, що пронизують контур при зростанні потоку, прийнято зв'язувати правилом правоходового гвинта.

Якщо закручувати правоходовий гвинт так, що його вістря буде рухатися по напрямку магнітних силових ліній при зростанні потоку, то позитивний напрямок для наведеної ЕРС буде збігатися з напрямком обертання голівки цього гвинта.

Знак мінус у правій частині формули (4.9) поставлений з метою приведення у відповідність дійсного напрямку для ЕРС при обговорених вище умовах з напрямком, прийнятим для неї за позитивне.

Свої експерименти Фарадей проводив із замкнутими провідниковими контурами. Наведення ЕРС він трактував як наслідок перетинання проводами контуру магнітних силових ліній.

У 1873 р. англійський фізик Джеймс Кларк Максвелл (1831 – 1879 рр.) узагальнив і розвив ідеї Фарадея. Він показав, що явище електромагнітної індукції спостерігається не тільки в замкнутих провідникових контурах, але й у замкнутих непровідникових контурах.

Якщо переміщати ділянку провідника довжиною \overline{dl} в незмінному магнітному полі з індукцією \overline{B} зі швидкістю \overline{dv} , то в цьому провіднику буде наводиться ЕРС:

$$de = \overline{B} \left[\overline{dl} \times \overline{dv} \right]. \quad (4.12)$$

У формулі (4.12) індукція \overline{B} скалярно помножується на векторний добуток $\overline{dl} \times \overline{dv}$.

Якщо в результаті розрахунку за формулою (4.12) ЕРС виявиться позитивною, то це означає, що ЕРС de спрямовано згідно з позитивним напрямком елемента провідника \overline{dl} .

Формула (4.12) однаковою мірою придатна для визначення ЕРС при русі провідника в нерівномірному й у рівномірному магнітному полях, аби магнітне поле було незмінно в часі.

При русі провідника довжиною l в рівномірному полі ЕРС зручніше визначати за формулою

$$e = Blv_n. \quad (4.13)$$

Тут B – індукція рівномірного поля; l – довжина активної частини провідника (частини провідника, що перетинає магнітні силові лінії); v_n – нормальна

складова швидкості руху провідника (складова, яка перпендикулярна магнітному полю) .

Напрямок наведеної ЕРС при користуванні формулою (4.13) визначають за правилом правої руки: якщо розташувати праву руку таким чином, що магнітна індукція входить в долоню, а відігнутий великий палець направити по нормальній складовій швидкості провідника, то виникаюча в провіднику ЕРС збігається з напрямком чотирьох інших витягнутих пальців правої руки (рис. 4.6).

Пояснимо явище виникнення ЕРС на кінцях провідника, що рухається в магнітному полі, шляхом використання поняття про сили Лоренца.

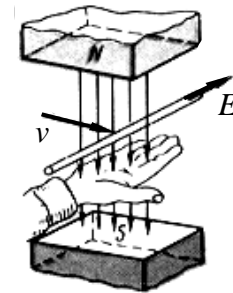


Рис. 4.6. Правило правої руки

4.3.2. Сили Лоренца

З курсу фізики відомо, що на заряди, що рухаються в магнітному полі, діють механічні сили, пропорційні величині зарядів і складовій швидкості, перпендикулярної силовим лініям магнітного поля. Ці сили прийнято називати **силами Лоренца** по імені голландського фізика Генріха Лоренца (1853–1928). Сила, що діє на електричний заряд q , що рухається зі швидкістю \vec{v} в магнітному полі індукції \vec{B} дорівнює $q[\vec{v} \times \vec{B}]$.

Якщо який-небудь провідник буде переміщатися в магнітному полі так, що він буде мати складову швидкості перпендикулярну силовим лініям магнітного поля, то на позитивні і негативні заряди, що входять до складу атомів і молекул цього провідника, будуть діяти сили Лоренца.

Сили, що діють на носії негативних зарядів, будуть діяти в одну сторону, а на носії позитивних зарядів – у протилежну сторону.

Якщо провідник, що рухається в магнітному полі, металевий, то в силу великої здатності до переміщення в ній носіїв негативних зарядів (вільних електронів) на одному кінці провідника утвориться надлишок негативних зарядів, а на іншому його кінці – недолік негативних зарядів (тобто надлишок позитивних зарядів).

Іншими словами, завдяки тому, що на носії зарядів у металевому провіднику впливають сили Лоренца, у цьому провіднику відбудеться поділ зарядів. На одному кінці провідника в надлишку з'являться позитивні заряди, на іншому негативні.

Але явище поділу зарядів у провіднику, що рухається в магнітному полі, являє собою не що інше, як явище виникнення в ньому індукованої ЕРС.

§ 4.4. Явище самоіндукції і ЕРС самоіндукції. Індуктивність

Самоіндукція – явище наведення ЕРС у якому-небудь контурі при зміні струму, що протікає по цьому ж контурі. Наведена (індукована) ЕРС називається ЕРС самоіндукції. ЕРС самоіндукції позначається e_L . Для визначення її треба продиференціювати потокозчеплення контуру y , викликане власним струмом i .

З дослідів відомо, що для контурів (котушок) з неферромагнітним сердечником або для котушок із сердечником з магнітодіелектриків, у яких m майже постійна і не залежить від напруженості магнітного поля, потокозчеплення y пропорційно струму i , тобто

$$y = Li. \quad (4.14)$$

Коефіцієнт пропорційності L між y і i називається власною індуктивністю контуру, або простіше, індуктивністю.

Індуктивність L залежить від геометричних розмірів контуру (котушки) і від числа витків w , але не залежить від величини струму, що протікає по котушці. Виміряється L у $\left[\frac{в \cdot сек}{А} = \frac{Ом}{сек} = Гн(Генри) \right]$:

$$\frac{dy}{dt} = \frac{d}{dt}(Li) = L \frac{di}{dt}$$

та

$$e_L = -L \frac{di}{dt}. \quad (4.15)$$

Таким чином, ЕРС самоіндукції в котушці пропорційна швидкості зміни струму в цій котушці.

ЕРС самоіндукції дорівнює нулю, якщо струм не змінюється.

Позитивний напрямок ЕРС збігається з позитивним напрямком струму.

Знак мінус у формулі (4.15) свідчить про те, що миттєве значення ЕРС від'ємне, якщо збільшення струму додатне (якщо $\frac{di}{dt} > 0$).

Для котушок з ферромагнітним сердечником потокозчеплення y є функцією нелінійної функції струму $y(i)$, і ЕРС самоіндукції буде дорівнювати

$$e_L = -\frac{dy}{dt} \frac{di}{dt} = -L \frac{di}{dt}. \quad (4.16)$$

Похідна $\frac{dy}{dt}$ називається власною динамічною індуктивністю, чи, простіше, динамічною індуктивністю і позначається $L_{дин}$.

§ 4.5. Явище взаємоіндукції. ЕРС взаємоіндукції.

Взаємна індуктивність контурів

Взаємоіндукція – Явище наведення ЕРС у якому-небудь контурі при зміні струму в іншому контурі.

Наведена (індукована) ЕРС називається ЕРС взаємоіндукції. Вона позначається e_M .

Нехай, наприклад, є два контури, віддалених на деяку відстань друг від друга (рис. 4.7). По першому контурі протікає струм i_1 , а по другому – струм i_2 .

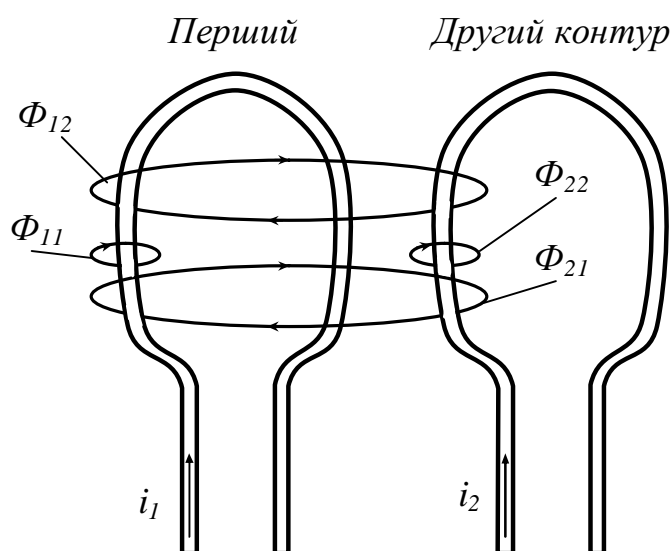


Рис. 4.7. До пояснення явища взаємоіндуктивності

Потік Φ_1 , що створюється струмом i_1 , частково замикається, минаючи другий контур (Φ_{11}), і частково проходить через другий контур (Φ_{12})

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12}. \quad (4.17)$$

У свою чергу, потік другого контуру Φ_2 , що створюється струмом i_2 , частково замикається, минаючи перший контур (Φ_{22}) і частково пронизує його (Φ_{21})

$$\Phi_2 = \Phi_{21} + \Phi_{22}. \quad (4.18)$$

Потокозчеплення першого контуру дорівнює

$$Y_{1повн} = w_1 (\Phi_{11} \pm \Phi_{21}) = Y_{11} \pm Y_{21}, \quad (4.19)$$

де w_1 – число витків першого контуру.

Потокозчеплення другого контуру (число витків його w_2)

$$Y_{2повн} = w_2 (\Phi_{22} \pm \Phi_{12}) = Y_{22} \pm Y_{12}. \quad (4.20)$$

Знак плюс у двох останніх вираженнях варто ставити в тому випадку, якщо потік взаємоіндукції буде спрямований згідно з потоком самоіндукції, що створюється струмом даного контуру. При незгодному (зустрічному) напрямку варто ставити знак мінус.

З досліду відомо, що якщо сердечники котушок виконані з неферомагнітних матеріалів або з феромагнітних, але які мають постійну m , то y_{21} пропорційно струму i_2 , а y_{12} пропорційно струму i_1 .

Коефіцієнти пропорційності позначають буквою M з відповідними індексами. Так,

$$y_{21} = M_{21}i_2, \quad (4.21)$$

$$y_{12} = M_{12}i_1. \quad (4.22)$$

Коефіцієнти M_{12} і M_{21} чисельно рівні один одному

$$M_{21} = M_{12} = M. \quad (4.23)$$

Коефіцієнт M називається взаємною індуктивністю контурів (або котушок). Він має ту ж розмірність, що і власна індуктивність L .

Повна ЕРС, що індукується в першому контурі, дорівнює

$$e_{1\text{повн}} = -\frac{dy_{\text{повн}}}{dt} = -\frac{d}{dt}(y_{11} \pm y_{21}) = -L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M \frac{di_2}{dt} = e_{1L} + e_{1M}. \quad (4.24)$$

Аналогічно для другого контуру

$$e_{2\text{повн}} = -L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M \frac{di_1}{dt} = e_{2L} + e_{2M}. \quad (4.25)$$

ЕРС взаємоіндукції

$$e_{1M} = M \frac{di_2}{dt}; \quad (4.26)$$

$$e_{2M} = M \frac{di_1}{dt}. \quad (4.27)$$

У двох останніх вираженнях знак мінус варто ставити при згодному напрямку потоків самоіндукції і взаємоіндукції, а плюс – при зустрічному. При такім позначенні коефіцієнт M завжди буде величиною позитивною.

Взаємна індуктивність M визначається як $\frac{y_{21}}{i_2}$ або відношення $\frac{y_{12}}{i_1}$. Ні від y_{21} , ні від i_2 (і, відповідно, від y_{12} та i_1) порізно, вона не залежить, якщо сердечники котушок не феромагнітні, або, якщо сердечники виконані з феромагнітного матеріалу з постійною m . Взаємна індуктивність M залежить тільки від взаємного розташування котушок, числа їх витків, геометричних розмірів котушок і від постійної m для даного сердечника.

При будь-якій формі і будь-якім розташуванні магнітнозв'язаних котушок визначення взаємної індуктивності M між ними без утруднень може бути про-

ведено дослідним шляхом на змінному струмі. Розрахункове ж визначення M при складному характері розподілу магнітного поля в силу труднощів математичного характеру вдається зробити лише для котушок найпростіших геометричних форм.

Якщо магнітнозв'язані котушки мають феромагнітні сердечники з постійною m , наприклад, намотані на одному сердечнику, m якого є функцією результуючої напруженості магнітного поля, то в цьому випадку M буде постійною величиною.

Поняття взаємної індуктивності для таких котушок не використовують.

§ 4.6. Енергія магнітного поля відокремленої котушки

Підключимо до джерела ЕРС E індуктивну котушку з опором R і індуктивністю L . Нехай у момент часу $t = 0$ у ній струм $i = 0$ і потокозчеплення $y = 0$. Струм у колі за законом Ома буде дорівнювати

$$i = \frac{E + e_L}{R} = \frac{E - \frac{dy}{dt}}{R},$$

або

$$E = iR + \frac{dy}{dt}. \quad (4.28)$$

Помножимо обидві частини рівняння (4.28) на $i dt$. Одержимо

$$Ei dt = i^2 R dt + i dy. \quad (4.29)$$

Ліва частина (4.24) являє собою енергію, що віддається джерелом ЕРС за час dt . Доданок $i^2 R dt$ – енергія, що виділяється у виді тепла за час dt в опорі R . Доданок $i dy$ є енергія, що йде на створення магнітного поля відокремленої нерухомої котушки. Позначимо її dW_M

$$dW_M = i dy. \quad (4.30)$$

Повна енергія, запасена в магнітному полі котушки при зміні y від 0 до y_m дорівнює

$$W_M = \int_0^{y_m} i dy.$$

Для котушок з неферомагнітним сердечником $y = Li$ і $dy = L di$, Тому

$$W_M = L \int_0^I i di = \frac{Li^2}{2}. \quad (4.31)$$

Тут I – деяке сталє значення струму в ланцюзі.

§ 4.7. Механічні зусилля в магнітному полі

Другою (перша розглядалося в § 4.6) найважливішою властивістю магнітного поля є механічна взаємодія його з електричним струмом. Вона було виявлена ще в 20-х роках минулого сторіччя (досліди Ханса Ерстеда (1777 – 1851 pp.) і Андре Марі Ампера (1775 – 1836 pp.)). Експеримент показує, що магнітне поле індукції \vec{B} взаємодіє з елементом струму $I \vec{dl}$ із силою

$$\vec{F} = I \left[\vec{dl} \times \vec{B} \right] \quad (4.32)$$

Ця сила перпендикулярна $I \vec{dl}$ і \vec{B} . Якщо кут між $I \vec{dl}$ і \vec{B} дорівнює нулю, то векторний добуток $\vec{dl} \times \vec{B}$ дорівнює нулю, і магнітне поле не здійснює механічного впливу на елемент струму $I \vec{dl}$. Сила максимальна, якщо $I \vec{dl}$ і \vec{B} взаємно перпендикулярні.

Механічний вплив поля на струм фізично пояснюється прагненням силових ліній, перекручених внесенням проводу, випрямитися. На рис. 4.8 зображено три ескізи:

- на першому – силові лінії рівномірного магнітного поля до внесення в нього проводу зі струмом;
- на другому – силові лінії відокремленого проводу зі струмом;
- на третьому – силові лінії результуючого поля.

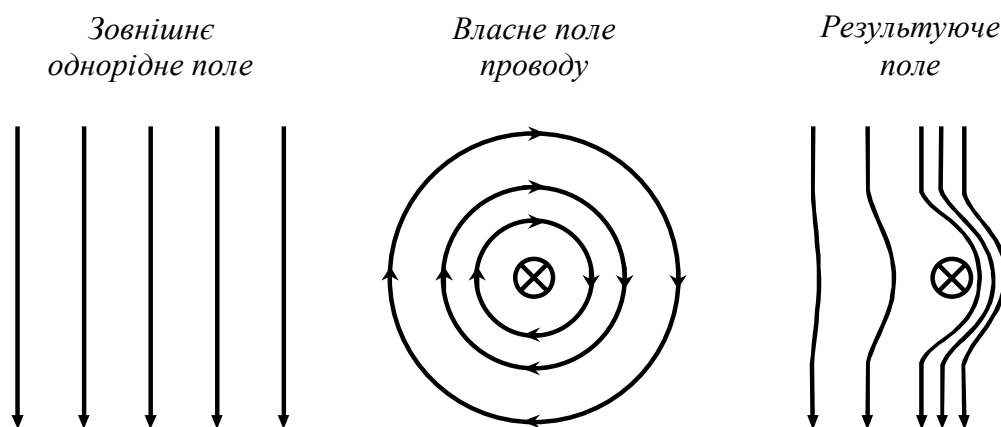


Рис. 4.8. До пояснення виникнення механічних зусиль в магнітному полі

Ліворуч від проводу силові лінії власного поля проводу спрямовані зустрічно силовим лініям зовнішнього рівномірного поля, а праворуч – згідно з ним. Тому результуюче поле ліворуч від проводу розріджено, а праворуч згущено. Силові лінії, прагнучи випрямитися, здійснюють тиск на провід праворуч ліворуч.

При взаємно перпендикулярному розташуванні магнітного поля і приво-

да зі струмом напрямом дії сили часто визначають за мнемонічним правилом, що одержало назву правила лівої руки: *якщо розташувати ліву руку таким чином, що силові лінії будуть входити в долоню, витягнуті пальці направити по струму то відігнутий великий палець покаже напрямок діючої сили* (рис. 4.9).

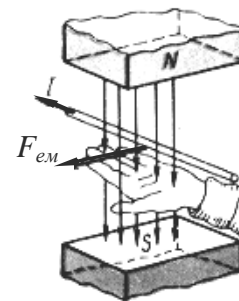


Рис. 4.9. Правило лівої руки

Взаємодія полю зі струмом має місце поза залежністю від того, унаслідок яких причин виникло магнітне поле: або виникло воно в результаті протікання макрострумів в електричних контурах, або воно виникло внаслідок протікання мікрострумів у феромагнітних матеріалах, або потоку електронів у вакуумному приладі і т.п.

Механічні сили, що виникають у магнітному полі, часто називають електродинамічними силами, як би підкреслюючи самою назвою ті обставини, що під дією цих сил у системі може виникнути, і часто дійсно виникає, переміщення тіл, тобто, динамічний процес.

Прийнято говорити, що магнітне поле впливає на провідник зі струмом, поміщений у це поле. Це вираження вимагає деяких уточнень.

Справа в тім, що магнітне поле механічно впливає на заряди, що упорядковано рухаються в провіднику, (сили Лоренца - див. § 4.5), а вже ці заряди, зіштовхуючись при своєму упорядкованому русі з іншими частками речовини провідника, передають силу самому провідникові.

§ 4.8. Закон електромагнітної інерції. Правило Ленца

У 1833 р. росіянин, акад. Еміль Хрiстiанович Ленц (1804 – 1865 рр.) установив закон електромагнітної інерції, що одержав назву закону або правила Ленца. Формулюється він у такий спiсiб: *при всякій змiнi магнiтного потоку, що зчiплюється з яким-небудь провiдним контуром, в останньому виникають сили електричного i механiчного характеру, що прагнуть зберегти сталiсть магнiтного потоку.*

«Силу електричного характеру» варто розуміти в тім змісті, що при всякій змiнi магнiтного потоку, зчепленого з замкнутим провiдним контуром, у цьому контурі виникає iндукована ЕРС, яка прагне викликати в контурі струм, що перешкоджає змiнi потокозчеплення контуру.

Механiчна сила, що впливає на контур, буде перешкоджати змiнi лiнiйних розмiрiв контуру або повороту контуру.

§ 4.9. Втрати на гiстерезис i на вихровi струми

При перiодичному намагнiчуванні феромагнiтного матерiалу в ньому відбуваються необоротнi процеси, на якi витрачається енергiя від джерела, що на-

магнічує. Втрати в сердечнику складаються з втрат на гістерезис і на вихрові струми.

Фізично втрати на гістерезис обумовлені, головним чином, втратами від мікроскопічних вихрових струмів при стрибкоподібних поворотах векторів намагніченості окремих намагнічених областей (стрибки Баркгаузена).

Втрати в сердечнику, обумовлені гістерезисом (втрати на гістерезис) пропорційні обсягу сердечника, першого ступеня частоти і площі гістерезисної петлі. Від товщини листів втрати на гістерезис не залежать.

Площа гістерезисної петлі являє собою енергію, що виділяється в 1 см^3 феромагнітної речовини за один цикл перемагнічування (рис. 4.10).

Якщо феромагнітний сердечник піддається періодичному перемагнічуванню (наприклад, у ланцюгах змінного струму), то для зменшення втрат на гістерезис у ньому він повинний бути виконаний з магнітно'якого матеріалу.

Якщо по котушці з феромагнітним сердечником проходить змінний струм, то в сердечнику виникає змінний магнітний потік. Під дією змінного магнітного потоку в листах сердечника виникають вихрові струми.

На рис. 4.11 зображений лист сердечника. Нехай магнітний потік, збільшуючись, спрямований вгору (вздвож листа). У площині листа, перпендикулярній магнітному потоку, за законом електромагнітної індукції наводиться ЕРС

$e = -\frac{d\Phi}{dt}$. Ця ЕРС викликає в листі струм, що називають *вихровим струмом*.

Контур, по якому замикається вихровий струм, зображений на рис. 4.11 пунктирною лінією.

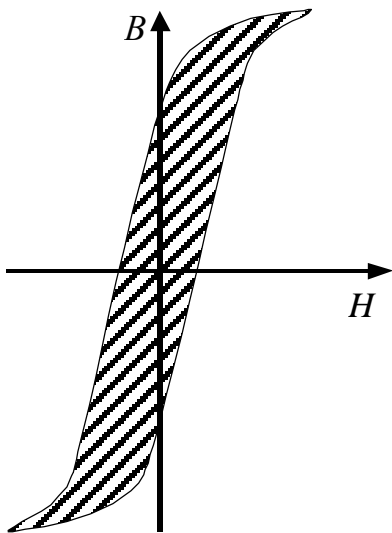


Рис. 4.10. Площа гістерезисної петлі яка пропорційна енергії, що виділяється в 1 см^3 феромагнітної речовини за один цикл перемагнічування

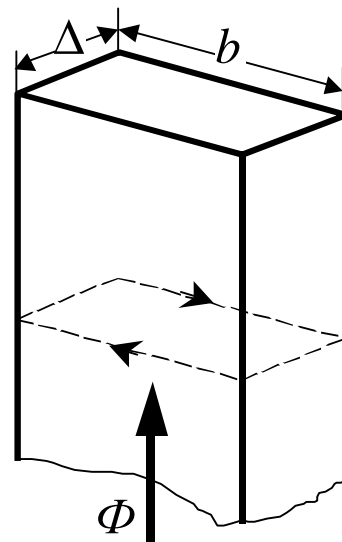


Рис. 4.11. Лист сердечника

Вихрові струми, за правилом Ленца, прагнуть створити потік, зустрічний, стосовно потоку, що їх викликав.

Втрати енергії на вихрові струми в листі на вихрові струми пропорційні

квадрату наведеній в контурах листа ЕРС і зворотно пропорційні опору контурів. Електрорушійні сили, що наводяться в контурах, по яких замикаються вихрові струми, при заданій ширині листа b пропорційний товщині листа D , амплітудному значенню індукції і частоті. У свою чергу опір контуру пропорційно периметру контуру і питомому опору. При $b \gg D$ периметр контуру майже не залежить від товщини листа. Тому втрати на вихрові струми пропорційні квадрату амплітудного значення індукції, квадрату частоти і квадрату товщини листа.

Зменшення втрат у листовому сердечнику на вихрові струми досягається двома шляхами:

1 – виготовлення сердечника з тонких, ізольованих друг від друга листів за допомогою емалевого лаку, рідкого скла або якого-небудь ізолюючого складу;

2 – додавання у феромагнітний матеріал домішок, що збільшують його питомий опір.

При частоті 50 Гц товщина листів складає $0,35 - 0,5 \text{ мм}$. При високих частотах вона доходить до $0,005 \text{ мм}$.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення \bar{B} , \bar{J} , \bar{H} , m_0 , m , Φ . Як вони зв'язані між собою і у яких одиницях виражаються?
2. У чому відмінність початкової, основної та безгістерезисної кривих намагнічування?
3. Що розуміють під частковим та граничним циклами, залишковою індукцією, коерцитивною силою, магнітом'якими і магнітотвердими матеріалами?
4. Чим фізично порозуміваються втрати на гістерезис?
5. Сформулюйте закон повного струму.
6. Дайте визначення наступним поняттям: МРС, магнітний ланцюг, магнітопровід, галузь магнітного ланцюга.
7. Як визначити напрямок МРС?
8. З якою метою прагнуть виконати магнітний ланцюг з можливо меншим повітряним зазором?
9. Сформулюйте перший і другий закони Кирхгофа для магнітних ланцюгів.
10. Сформулюйте закон електромагнітної індукції в трактуванні Максвелла та у трактуванні Фарадея.
11. Поясніть явище електромагнітної індукції.
12. Поясніть явище взаємодії індукції.
13. Поясніть виникнення сил Лоренца.
14. Поясніть явище самоіндукції та ЕРС самоіндукції. Що таке індуктивність?
15. Сформулюйте закон електромагнітної інерції.
16. Поясніть виникнення механічних зусиль у магнітному полі.
17. Чим обумовлені втрати на гістерезис та втрати на вихрові струми?

ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ ТА ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРИ

§ 5.1. Види і методи електричних вимірів. Класифікація похибок

Виміром називається пізнавальний процес порівняння вимірюваної фізичної величини з деяким значенням тієї ж величини, прийнятим за одиницю. Фізичні величини вимірюють технічними засобами – засобами виміру. В залежності від способу одержання результатів виміру їх поділяють на два види: *прямі* і *непрямі*.

Прямими називають виміри, при яких шукане значення величини визначають безпосередньо по показанню приладу.

До них відносять вимір струму амперметром, витрат електроенергії – лічильником, напруги вольтметром і ін.

Непрямими називають виміри, при яких шукане значення вимірюваної величини знаходять на підставі відомої залежності між цією величиною і величинами, отриманими в результаті прямих вимірів. Прикладом може служити визначення електричного опору R за показниками вольтметра U і амперметра I : $R = U/I$.

В залежності від способів і засобів вимірів розрізняють *методи безпосередньої оцінки* і *методи порівняння*.

Метод безпосередньої оцінки полягає в тому, що значення вимірюваної величини визначають безпосередньо по відліковому пристрою вимірювального приладу (значення струму – по амперметру, значення напруги – по вольтметру та ін.)

Цей метод оцінки простий, але відрізняється порівняно невисокою точністю.

Метод порівняння полягає в тім, що вимірювана величина порівнюється з величиною, відтвореною мірою.

Цей метод забезпечує велику точність виміру в порівнянні з методом безпосередньої оцінки, але процес виміру ускладнюється. Метод порівняння має кілька різновидів: *нульового*, *диференціального* і *заміщення*.

При нульовому методі результуючий ефект дії порівнюваних величин на вимірювальний прилад доводять до нуля (вимір електричного опору за допомогою урівноваженого моста).

При диференціальному методі на вимірювальний прилад діє різниця вимірюваної величини і величини, відтвореною мірою (вимір електричного опору за допомогою неурівноваженого моста).

При методі заміщення вимірювану величину заміщують відомою величиною, відтвореною мірою. При цьому шляхом виміру відомої величини домагаються такого ж показання приладу, що було при дії вимірюваної величини.

В зв'язку з тим, що абсолютно точних приладів немає, кожен засіб виміру

характеризується деякою похибкою.

Похибки засобів вимірювання поділяються на *абсолютні, відносні і приведені*.

Абсолютна похибка D – це різниця між показанням приладу, наприклад A і дійсним значенням вимірюваної величини A_D :

$$D = A - A_D.$$

Відносна похибка d – являє собою відношення абсолютної похибки D до дійсного значення вимірюваної величини A ; звичайно відносна похибка виражається у відсотках:

$$d = \pm \frac{D}{A} 100\%.$$

Приведена похибка g являє собою відношення абсолютної похибки D до нормованого значення A_N вимірюваної величини:

$$g = \pm \frac{D}{A_N} 100\%.$$

Нормоване значення звичайно приймають таким, що дорівнює верхній границі виміру для даного приладу.

По характеру прояви похибки поділяють на *систематичні і випадкові*:

– *систематична похибка* – це похибка, що залишається постійною чи змінюється по визначеному закону. Її значення завжди можна врахувати шляхом уведення відповідних виправлень;

– *випадкова похибка* – це похибка, що змінюється по випадковому законі; випадкові похибки не можна виключити дослідним шляхом; значення їх можна зменшити проведенням багаторазових вимірів.

В залежності від умов експлуатації розрізняють *основну і додаткову похибки* засобів виміру:

– *основна похибка* – це похибка засобів виміру, що має місце в нормальних умовах експлуатації (температура зовнішнього середовища, вологість, атмосферний тиск, напруга і частота напруги живлення, зовнішні електричні і магнітні поля й ін.);

– *додаткова похибка* – це похибка засобів виміру, що виникає при відхиленні зазначених умов від їх нормального значення.

Рівень точності засобів виміру характеризується *класом точності*. Для електровимірювальних приладів встановлені наступні класи точності: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5 і 4.

Цифри вказують основну приведену похибку g у відсотках. Знаючи клас точності g (указується на шкалі приладу) і границю виміру A_N визначають абсолютну D і відносну похибки d у виді:

$$D = \pm g \frac{A_N}{100}, \quad d = \pm g \frac{A_N}{A}.$$

§ 5.2. Засоби виміру електричних величин

Засобами виміру електричних величин називають технічні пристрої, які використовуються при вимірах і мають задані метрологічні характеристики.

В загальному випадку до засобів вимірів відносяться: *міри, вимірювальні перетворювачі, вимірювальні прилади та установки.*

Міра призначена для відтворення фізичної величини заданого значення.

До основних мір електричних величин відносяться міри: ЕРС, електричного опору, індуктивності, електричної ємності та ін.; міри вищого класу називаються зразковими. Вони служать для перевірки і градуювання робочих мір і вимірювальних приладів.

Вимірювальні перетворювачі: призначені для вироблення електричного сигналу у формі, зручної для передачі, подальшого перетворення, обробки і збереження, але який не піддається безпосередньому сприйняттю.

Розрізняють перетворювачі електричних величин в електричні – шунти, додаткові опори, дільники напруги і т.д., а також перетворювачі неелектричних величин в електричні.

Вимірювальні прилади призначені для вироблення сигналів у формі доступної для безпосереднього спостереження.

До них відносяться, наприклад, амперметр, вольтметр, ватметр та ін.

Усі засоби вимірів, і зокрема електровимірювальні прилади, можна класифікувати по наступним ознаках: виду одержуваної інформації, методу виміру, способу подачі і реєстрації інформації.

По виду одержуваної інформації електровимірювальні прилади поділяються на прилади для виміру електричних (струм, напруга, потужність і ін..) і неелектричних (температура, тиск, вологість та інші) величин; по методу виміру – на прилади безпосередньої оцінки (амперметр, вольтметр та інші) і прилади порівняння (вимірювальні мости і компенсатори); по способі представлення вимірюваної інформації – на аналогові і дискретні (цифрові). Аналогові електровимірювальні, у свою чергу, можуть бути електромеханічними й електронними.

Основними характеристиками електровимірювальних приладів є: *похибка, чутливість, споживана потужність, час установлення показань і надійність.*

Чутливість S приладу – відношення збільшення переміщення покажчика *Da* до збільшення вимірюваної величини *Dx* :

$$S = \frac{Da}{Dx}.$$

Якщо чутливість постійна (шкала рівномірна), то її можна визначити як

$$S = a/x.$$

Величина, зворотна чутливості ($C = 1/S$), називається *ціною поділки* приладу. Вона дорівнює числу одиниць вимірюваної величини, що приходяться на одну поділку шкали.

Наприклад, при $S = 10$ поділок/В ціна однієї поділки $C = 0,1$ В/поділок.

– *Споживана потужність* – потужність, що споживає прилад при ввімкненні його в коло вимірювання. В результаті цього міняється режим роботи кола вимірювання, що в кінцевому рахунку приводить до збільшення похибки виміру. Тому мале споживання потужності є достоїнством приладу.

– *Час установлення показань* – проміжок часу з моменту ввімкнення вимірюваної величини до моменту, коли покажчик займе положення, що відрізняється від сталого значення не більше ніж на 1,5%.

Час установлення показань для більшості аналогових вимірювальних приладів не перевищує 4 с.

– *Надійність* – здатність електровимірювальних приладів зберігати задані характеристики за певних умов роботи протягом заданого часу. Кількісною мірою надійності є середній час безвідмовної або справної роботи приладу.

§ 5.3. Умовні позначки електровимірювальних приладів

На лицьовій стороні електровимірювальних приладів зображений ряд умовних позначок, що дозволяють правильно вибрати прилад і деякі вказівки, по їх експлуатації.

Відповідно до існуючих стандартів на лицьовій стороні приладу повинні бути зображені:

а) умовні позначки одиниць виміру або вимірюваної величини, або початкові букви найменування приладу (табл. 5.1);

б) умовні позначки системи приладу (табл. 5.2);

в) умовні позначки роду струму і числа фаз, класу точності приладу, іспитової напруги ізоляції, робочого положення приладу, виконання приладу в залежності від умов експлуатації, категорії приладу по ступені захищеності від зовнішніх магнітних полів (табл. 5.3).

§ 5.4. Загальні відомості про електромеханічні вимірювальні прилади

Електромеханічні прилади складають велику групу вимірювальних приладів. Їхніми основними частинами є вимірювальне коло і вимірювальний механізм. Вимірювальне коло служить для перетворення вимірюваної величини x в деяку проміжну електричну величину y , пропорційно зв'язану з величиною x ,







Таблиця 5.1.

Умовні позначки одиниць виміру або вимірюваної величини,
або початкові букви найменування приладу

Рід вимірюваної величини	Назва приладу	Умовне позначення
Ток	Амперметр	<i>A</i>
	Міліамперметр	<i>mA</i>
	Мікроамперметр	<i>μA</i>
Напруга	Вольтметр	<i>V</i>
	Мілівольтметр	<i>mV</i>
Електрична потужність	Ватметр	<i>W</i>
	Кіловатметр	<i>kW</i>
Електрична енергія	Лічильник кіловат-годин	<i>kW·h</i>
Зсув фаз	Фазометр	<i>J</i>
Частота	Частотомір	<i>Hz</i>
Електричний опір	Омметр	<i>Ω</i>
	Мегомметр	<i>MΩ</i>

Таблиця 5.2.

Умовні позначки системи приладу

Система приладу	Умовне позначення
Магнітоелектрична: с рухливою рамкою (обмоткою) і механічною протидіючою силою с рухливими рамками без механічної протидіючої сили (логометр)	 
Електромагнітна: с механічною протидіючою силою без механічної протидіючої сили (логометр)	 
Електродинамічна (без екрана): с механічною протидіючою силою без механічної протидіючої сили (логометр)	 

тобто $y = f(x)$. Електрична величина y , наприклад струм чи напруга, безпосередньо впливає на вимірювальний механізм; її називають вхідною величиною. Вхідні величини створюють механічні сили, що діють на рухливу частину вимірювального механізму і викликають переміщення її (найчастіше кутові), тому вимірювальний механізм розглядають як перетворювач електричної величини в механічне переміщення і називають електромеханічним перетворювачем.

Додаткові умовні позначки

Умовне позначення	Розшифровка умовної позначки
	Прилад постійного струму
	Прилад постійного і змінного струму
	Прилад змінного струму
	Прилад трифазного струму
1,5	Прилад класу точності 1,5
	Вимірювальне коло ізолювано від корпусу і випробувано напругою 2 кВ
	Обережно! Міцність ізоляції вимірювального кола не відповідає нормам
$\angle 60^\circ$	Робоче положення шкали похиле, під кутом 60° до горизонту
	Робоче положення приладу горизонтальне
	Робоче положення приладу вертикальне
A, B, B	Виконання приладу в залежності від умов експлуатації (властивостей навколишнього середовища)
	Категорія приладу по ступені захищеності від зовнішніх магнітних полів

Загальними елементами електромеханічних вимірювальних приладів є відліковий пристрій, рухлива частина вимірювального механізму, пристрою для створення обертаючого, протидіючого і заспокійливого моментів.

Обертаючий момент $M_{об}$, що діє на рухливу частину є функцією вимірюваної величини x (струму чи напруги) $M_{об} = f(x)$.

Рухлива частина вимірювального механізму під дією $M_{об}$ повертається доти, поки він не зрівноважиться протидіючим моментом $M_{пр}$, створюваним за допомогою плоских чи спіральних пружин при їхньому закручуванні і спрямованим назустріч $M_{об}$. Значення протидіючого моменту пропорційно куту повороту рухливої частини $a : M_{пр} = k a$, де k – питомий протидіючий момент пружини.

Стале відхилення рухливої частини й укріпленого на ній покажчика характеризується рівністю

$$M_{об} = M_{пр}.$$

Кріплять рухливу частину у вимірювальному механізмі за допомогою опорного пристрою, що включає, як правило, керни та опори (підп'ятники).

На рис. 5.1 представлений пристрій рухливої частини вимірювального механізму, у якому протидіючий момент $M_{пр}$ створюється спіральними пружинами 5 і 6, виконаними з олов'яно-цинкової бронзи. пружина 6 одним кінцем кріпиться до осі 2, а іншим – до повідця 4 коректора.

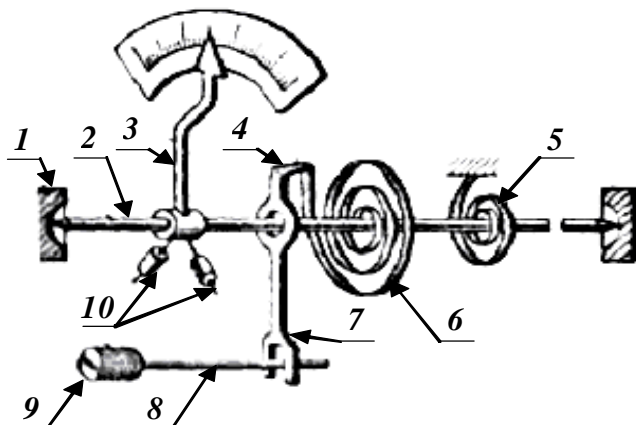


Рис. 5.1. Рухлива частина вимірювального механізму

Коректор служить для установки на нуль стрілки не ввімкненого приладу. Він складається з гвинта 9 з ексцентрично розташованим пальцем і вилки 7 з повідцем 4. Для зрівноважування рухливої частини служать противаги 10. Вісь 2 закінчується кернами, що спираються на підп'ятники 1. Жорстко з віссю закріплена стрілка 3.

У приладах зі спіральними протидіючими пружинами частіше для створення моменту заспокоєння застосовують повітряні заспокоювачі (див. рис. 5.4). Вони являють собою закрити камеру 1, у якій міститься легке алюмінієве крило 2, жорстко зв'язане з рухливою частиною вимірювального механізму. При переміщенні повітря з однієї частини камери в іншу через проміжок (між камерою і крилом) гальмується рух крила, створюючи момент заспокоєння.

Відліковий пристрій обов'язково має шкалу і покажчик.

На шкалу нанесені позначки у виді коротких рисок, що відповідають визначеним значенням вимірюваної величини. Інтервал між сусідніми позначками

шкали називають поділкою.

Шкали можуть бути *рівномірними* (поділки постійної довжини) і *нерівномірними* (поділки непостійної довжини). Найменше значення, зазначене на шкалі, називається початковим, найбільше – кінцевим.

Область між початковим та кінцевим значеннями називають *діапазоном показань приладу*.

Значення вимірюваної величини відраховується за допомогою покажчика. Як правило, покажчики виконують у вигляді стрілок, найчастіше клиноподібних чи ножеподібних, жорстко скріплених з рухливою частиною вимірювального механізму.

В залежності від фізичних явищ, покладених в основу створення обертаючого моменту, розрізняють магнітоелектричні, електромагнітні, електродинамічні, індукційні та електростатичні вимірювальні механізми, або перетворювачі. Аналогічну назву в залежності від виду використовуваного перетворювача мають електромеханічні вимірювальні прилади.

§ 5.5. Магнітоелектричні прилади

Принцип дії магнітоелектричних приладів заснований на взаємодії магнітного поля постійного магніту і обмотки зі струмом. В повітряному проміжку l (рис. 5.2) між нерухомим сталевим циліндром 2 і полюсними наконечниками N - S нерухомого постійного магніту розташована алюмінієва рамка з обмоткою 3 , що складається з w витків ізолюваного дроту.

Рамка жорстко з'єднана з двома півосями 0 і $0'$, що своїми кінцями спираються в підп'ятники. На півосі 0 закріплена вказівна стрілка 4 і дві спіральні пружинки 5 і $5'$, через які до обмотки підводиться вимірюваний струм I та противаги 6 . Поліусні наконечники N - S і сталевий циліндр 2 забезпечують у зазорі l рівномірне радіальне магнітне поле з індукцією B . В результаті взаємодії магнітного поля зі струмом у провідниках обмотки 3 створюється обертаючий момент. Рамка з обмоткою при цьому повертається і стрілка відхиляється на кут α . Електромагнітна сила F_{em} , що діє на обмотку, дорівнює $F_{em} = w B l I$.

Обертаючий момент, створюваний силою F_{em} ,

$$M_{об} = F_{em} d = w B l d I = C I,$$

де d і l – ширина і довжина рамки (обмотки); $C = w B l d$ – коефіцієнт, що залежить від числа витків w , розмірів обмотки і магнітної індукції B .

Повороту рамки протидіють спіральні пружинки 5 і $5'$, що створюють протидіючий момент, пропорційний куту закручування α :

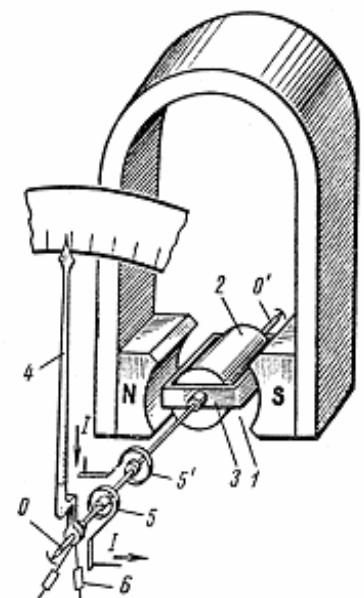


Рис. 5.2. Будова магнітоелектричних приладів

$$M_{np} = k a ,$$

де k – коефіцієнт, що залежить від жорсткості пружинок.

Стрілка приладу встановлюється на визначеній поділці шкали при рівності моментів $M_{об} = M_{np}$, тобто коли $CI = ka$.

Кут повороту стрілки

$$a = \frac{C}{k} I = C_1 I$$

пропорційний струму. Отже, у приладів магнітоелектричної системи шкала рівномірна, що є їхньою перевагою.

Напрямок обертаючого моменту (обумовлений правилом лівої руки) змінюється при зміні напрямку струму. При ввімкненні приладу магнітоелектричної системи в коло змінного струму на котушку діють швидко змінні за значенням і напрямком механічні сили, середнє значення яких дорівнює нулю. В результаті стрілка приладу не буде відхилятися від нульового положення. Тому ці прилади не можна застосовувати безпосередньо для вимірів у колах змінного струму.

В приладах магнітоелектричної системи заспокоєння стрілки відбувається завдяки тому, що при переміщенні алюмінієвої рамки в магнітному полі постійного магніту $N-S$ у ній індукуються вихрові струми. В результаті взаємодії цих струмів з магнітним полем виникає момент, що діє на рамку в напрямку, протилежному її переміщенню, що і приводить до швидкого заспокоєння коливань рамки.

Вимірювальні прилади магнітоелектричної системи знаходять застосування також при вимірах у колах змінного струму. При цьому в коло рухливої котушки включають перетворювачі змінного струму в постійний чи пульсуючий струм. Найбільше поширення одержали випрямна і термоелектрична системи.

На рис. 5.3, а показана принципова схема для виміру змінного струму приладом випрямної системи.

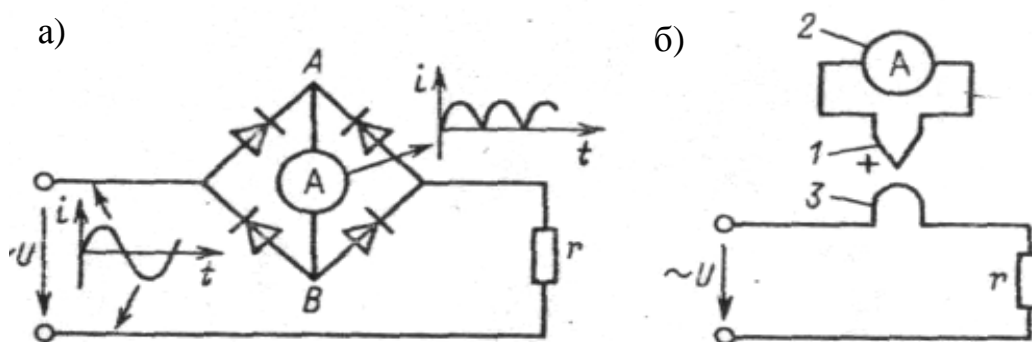


Рис.5.3. Вимірювання змінного струму:

а – принципова схема для виміру приладом випрямної системи;

б – принципова схема при застосуванні приладу термоелектричної системи.

Вимірювальний прилад ввімкнений у діагональ АВ моста, зібраного з чо-

тирьох випрямних напівпровідникових елементах. При змінному струмі в діагоналі АВ виникає пульсуючий струм, що не змінює свого напрямку. Цей струм, взаємодіючи з магнітним полем постійного магніту, створює діючий в одному напрямку обертаючий момент, пропорційний струму I .

Відхилення стрілки приладу пропорційно середньому значенню обертаючого моменту за період, а, отже, середньому значенню струму. Якщо в колі діє синусоїдальний струм, то шкалу приладу можна градуювати у діючих значеннях струму, оскільки між середнім і діючим значеннями струму існує визначене співвідношення. При відхиленні форми кривої струму від синусоїди правильний вимір діючих значень при зазначеному вище градуюванні шкали виявляється неможливим.

В приладах термоелектричної системи як перетворювач використовується термопара 1 . Вимірювальний прилад 2 з'єднаний з вільними кінцями термопари, а робочі кінці, що утворюють її гарячий спай, нагріваються вимірюваним струмом за допомогою дровового нагрівального елемента 3 (рис. 5.3, б).

Кількість теплоти Q , що виділяється в нагрівачі, пропорційна квадрату діючого значення струму. Температура нагрівання гарячого спаю термопари і її ЕРС знаходяться в прямій залежності від Q . У зв'язку з цим відхилення стрілки вимірювального приладу, пропорційне ЕРС термопари, також знаходиться в прямій залежності від квадрата діючого значення струму.

Вольтметри й амперметри випрямної і термоелектричної системи застосовуються для вимірів у колах змінного струму як промислової, так і підвищених частот.

Переваги приладів магнітоелектричної системи, точність показань, мала чутливість до сторонніх магнітних полів, незначне споживання потужності, рівномірність шкали. До недоліків варто віднести необхідність застосування спеціальних перетворювачів при вимірах у колах змінного струму і чутливість до перевантажень (тонкі струмопровідні пружинки 5 і $5'$ з фосфористою бронзи при перевантаженнях нагріваються і змінюють свої пружні властивості).

§ 5.6. Електромагнітні прилади

Принцип дії електромагнітних приладів заснований на втягуванні сталевго осердя в нерухому обмотку зі струмом. Нерухомий елемент приладу – обмотка 1 , виконана з ізолюваного дроту, включається в електричне коло (рис. 5.4).

Рухливий елемент – сталеве осердя 2 , що має форму пелюстка, – ексцентрично укріплено на осі 0 . З цією же віссю жорстко з'єднана вказівна стрілка 3 , спіральна пружинка 4 , що забезпечує протидіючий момент, і поршень 5 заспокоювача. Струм I у витках обмотки 1 утворюють магнітний потік, осердя 2 намагнічується і втягується в обмотку. При цьому вісь

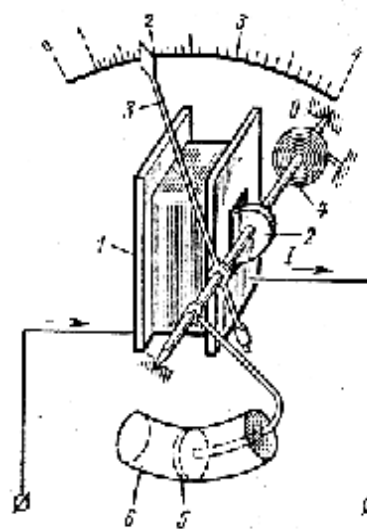


Рис. 5.4. Будова електромагнітного приладу.

O повертається і стрілка приладу відхиляється на кут α .

Магнітна індукція B в осерді (при відсутності насичення) пропорційна струму обмотки. Сила F , з яким осердя втягується в обмотку, залежить від струму і магнітної індукції B в осерді. Приблизно можна прийняти, що сила F , а отже, і обумовлений нею обертаючий момент пропорційні квадрату струму в котушці:

$$M_{об} = CI^2.$$

Протидіючий момент, що врівноважує обертаючий момент, пропорційний куту α . У зв'язку з цим кут відхилення стрілки знаходиться в квадратичній залежності від струму; шкала приладу виявляється нерівномірною.

Для заспокоєння рухливої частини приладу звичайно застосовують повітряний демпфер. Він складається з циліндра 6 і поршня 5, шток якого укріплений на осі O . Опір повітря, що має місце при переміщенні поршня в циліндрі, забезпечує швидке заспокоєння стрілки.

Переваги приладів електромагнітної системи: простота конструкції, придатність для виміру в колах постійного і змінного струмів, надійність в експлуатації. До недоліків відносяться нерівномірність шкали, вплив сторонніх магнітних полів на точність показань. Останнє зумовлено тим, що магнітне поле обмотки розташоване в повітряному середовищі і тому його магнітна індукція невелика.

Для ослаблення впливу сторонніх магнітних полів у деяких приладах на осі рухливої частини (рис. 5.5) укріплені два однакових осердя, кожний з яких розміщений у магнітному полі відповідної обмотки (1 і 2), що ввімкнені між собою послідовно. Напрямок намотування обмоток виконано так, що їх магнітні поля Φ_1 і Φ_2 спрямовані в протилежні сторони. Моменти, створені магнітними полями кожної обмотки, діють на вісь згідно $M_{об1} + M_{об2} = M_{об}$. Стороннє магнітне поле $\Phi_{ст}$ послабляє потік Φ_1 але підсилює потік Φ_2 . У результаті загальний обертаючий момент $M_{об}$ залишається незмінним і залежить від вимірюваного струму I . Прилади такої конструкції називаються астатичними. Для зменшення похибки виміру, зумовленої сторонніми магнітними полями, деякі прилади екранують, поміщаючи їх у сталеві корпуси.

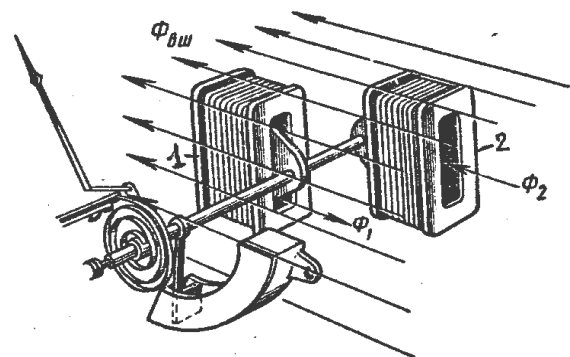


Рис. 5.5. Ослаблення впливу сторонніх магнітних полів

§ 5.7. Електродинамічні прилади

Прилади цієї системи (рис. 5.6, а) складаються з двох обмоток: нерухомої 1 і рухливої 2. Рухлива обмотка укріплена на осі OO' і розташована усередині нерухомої обмотки. На осі OO' рухливої обмотки укріплена вказівна стрілка 5 і

спіральні пружинки 4 і 4', через які підводиться струм до обмотки 2. Ці ж пружинки створюють протидіючий момент M_{np} , пропорційний куту закручування α пружинок. Принцип дії приладу (рис. 5.6, б) заснований на взаємодії струму I_2 рухливї обмотки з магнітним потоком Φ_1 , нерухомої обмотки.

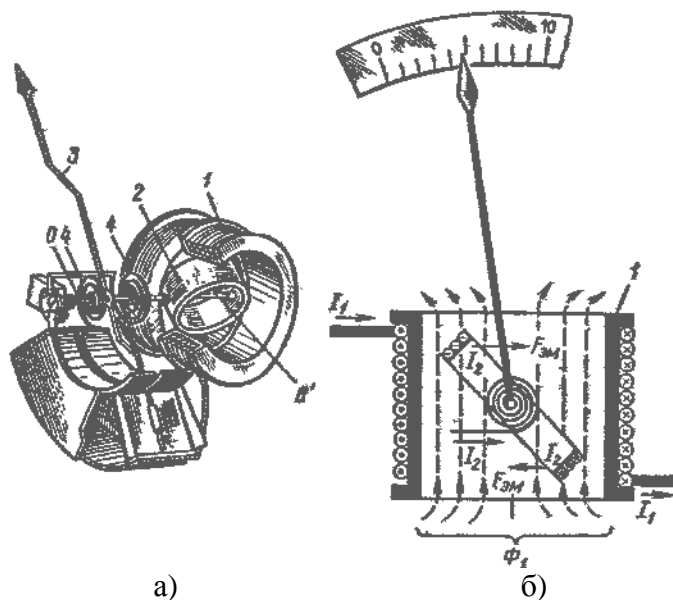


Рис. 5.6. Будова електродинамічних приладів

При постійному струмі електромагнітна сила F_{em} , що діє на провідники рухливої обмотки, пропорційна струму і магнітному потоку Φ_1 . Оскільки потік Φ_1 , пропорційний струму I_1 , нерухомої обмотки, що обертається момент, що діє на рухливу обмотку, пропорційний добутку струмів обмоток:

$$M_{об} = C' \Phi_1 I_2 = C'' I_1 I_2,$$

де C' і C'' – коефіцієнти пропорційності.

При змінному струмі обертаючий момент пропорційний добутку миттєвих значень струмів:

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t) \quad i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi).$$

Показання приладу в цьому випадку визначається середнім за період значенням обертаючого моменту:

$$M_{об} = \frac{1}{T} \int_0^T C'' i_1 i_2 dt = C I_1 I_2 \cos \psi.$$

Тут C – коефіцієнт, що залежить від числа витків, геометричних розмірів і розташування котушок; I_1 і I_2 – діючі значення струмів в обмотках; ψ – кут зсуву фаз між струмами I_1 , і I_2 .

При рівності моментів ($M_{об} = M_{np}$) рухлива обмотка відхиляється на кут α і стрільця вказує на шкалі числове значення вимірюваної електричної величини. Для заспокоєння рухливої частини приладу використовують повітряні дем-

пфери. Електродинамічні прилади застосовують для виміру потужності, струму і напруги в колах змінного струму.

Прилади електродинамічної системи мають високу точність (обумовлену відсутністю феромагнітних сердечників) і можуть бути використані для виміру електричних величин у колах постійного та змінного струмів. Недоліками приладів є чутливість до перевантажень і вплив сторонніх магнітних полів на точність вимірів. Прилади цієї системи використовуються як амперметри, вольтметри, ватметри.

§ 5.8. Індукційні прилади

Індукційні вимірювальні прилади (рис 5.7) застосовуються тільки в колах змінного струму, найчастіше як лічильники витрат електроенергії. Принцип роботи цього вимірювального механізму, заснований на взаємодії магнітного поля з вихровими струмами в немагнітному металевому диску, укріпленому на осі 2. Магнітний потік електромагніта 5 взаємодіє з вихровими струмами, викликаними електромагнітом 4, і навпаки. Один з потоків пропорційний напрузі кола, другий – струмові. При цих умовах у приладі утвориться магнітне поле, яке біжить, під впливом якого диск починає обертатись. Обертаючий момент залежить від напруги U (воно викликає струм I_1), струму кола I_2 і кута зсуву фаз між ними j , тобто

$$M_{об} = kUI_2 \cos j .$$

Постійний магніт 5 створює гальмовий момент. Чим більше струм і напруга, тим більше магнітні потоки електромагнітів і тем більша частота обертання диска n , що пропорційна активній потужності P и часу t , на протязі якого протікає струм, тобто пропорційна витраті електроенергії $W = Pt = cn$, де C – коефіцієнт, що залежить від конструкції лічильника (постійна лічильника).

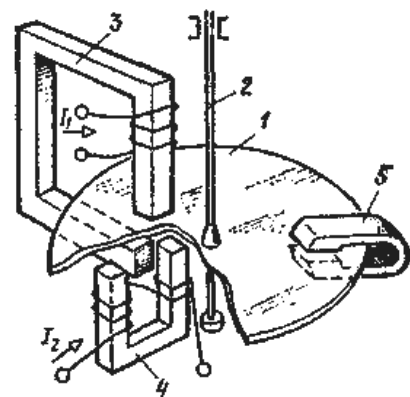


Рис. 5.7. Будова індукційних вимірювальних приладів

§ 5.9. Електростатичні прилади

Електростатичний механізм (рис.5.8) складається з двох (і більш) металевих ізольованих пластин, що виконують роль електродів. На нерухомі пластини 1 подається потенціал одного знаку, а на рухливі пластини 2 – потенціал протилежного знаку. Рухлива пластина разом з покажчиком закріплена на осі, і під дією сил електричного поля між пластинами (закон Кулона) вона повертається. При постійній напрузі U між пластинами обертаючий момент пропорційний зарядам ($q=CU$) на цих пластинах, де C – ємність між рухливою і нерухомою пластинами:

$$M_{об} = Kq^2 = KC^2U^2$$

При синусоїдальній напрузі $u = U_m \sin \omega t$ рухлива частина механізму реагує на середнє значення моменту, що дорівнює $M_{об.ср.} = k_1 U^2$, де U - діюче значення напруги.

Електростатичні прилади, в яких використовується електростатичний механізм, застосовують виявково як вольтметри постійного та змінного струмів. З останнього вираження випливає, що кут відхилення покажчика електростатичного приладу пропорційний напрузі, тобто шкала є квадратичною. Часто підбором форми електродів (пластин) одержують практично рівномірну шкалу (у межах 10 , 100 % границі виміру).

Електростатичні вольтметри відрізняються малим власним споживанням енергії, широким частотним діапазоном (до 10 МГц), нечутливістю до зовнішніх магнітних полів і коливань температури; їх показання не залежать від форми кривої вимірюваної напруги.

До недоліків цих приладів варто віднести порівняно низьку чутливість – без попередніх підсилювачів сигналів їхня нижня межа виміру складає 10 В.

Ці прилади ізольовані від зовнішніх електричних полів електростатичними екранами.

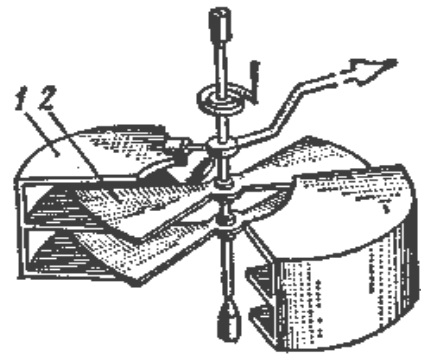


Рис. 5.8. Електростатичний механізм

§ 5.10. Електронні аналогові прилади

Електронні аналогові прилади являють собою поєднання різних електронних перетворювачів і магнітоелектричного приладу і служать для виміру різних електричних величин (напруги, частоти, зсуву фаз і др.)

На відміну від електромеханічних приладів вони мають великий вхідний опір (мале споживання енергії від об'єкта виміру) і високу чутливість.

Електронний вольтметр містить у собі пристрій у виді високоомного резистивного дільника напруги, підсилювач напруги і магнітоелектричний вимірювальний прилад. Вхідний пристрій забезпечує високий вхідний опір вольтметра і зміну границь виміру. Підсилювач служить для збільшення чутливості приладу. Він повинний забезпечувати високу лінійність і стабільність амплітудної характеристики. Якщо вольтметр призначений для виміру змінного напруги, то в схемі повинний бути передбачений перетворювач змінної напруги в постійну.

Сучасні електронні вольтметри мають вхідний опір на рівні одиниць і десятків мегаом, діапазон вимірів від одиниць мілівольт до сотень вольт, похибки виміру на рівні 1 , 6%.

На рис. 5.9, *a* і *б* приведена структурна схема електронного (конденсаторного) частотоміра і тимчасові діаграми його роботи. Формуючий пристрій ФП перетворює вхідну напругу U_{fx} невідомої частоти f_x в прямокутні імпульси U_{ϕ}

постійної амплітуди, що змінюються з тією же частотою. Поки імпульс існує, конденсатор C заряджається через діод $VD1$.

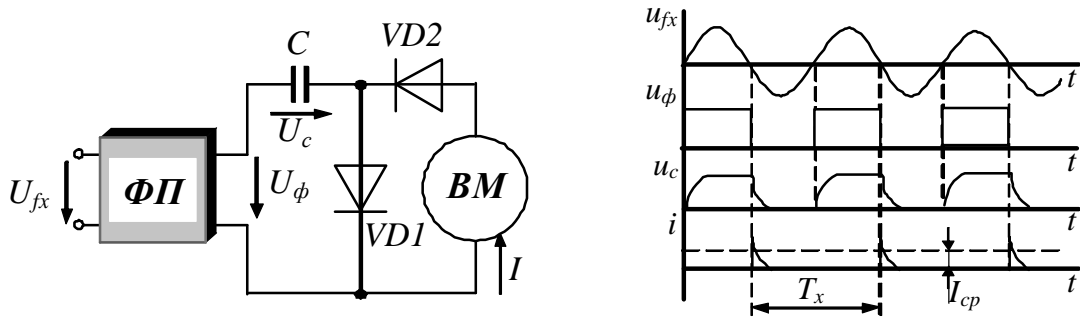


Рис. 5.9. Структурна схема електронного (конденсаторного) частотоміра і тимчасові діаграми його роботи

При відсутності імпульсу конденсатор C розряджається через діод $VD2$ формуючий пристрій ФП і магнітоелектричний вимірювальний механізм BM . Середнє значення розрядного струму I_{cp} , що протікає через BM за період, пропорційно кількості зарядів $q = CU_\phi$, тобто

$$I_{cp} = \frac{q}{T_x} = qf_x = CU_\phi f_x$$

де U_ϕ – напруга, до якої заряджається конденсатор.

Якщо C і U_ϕ постійні, то струм, що протікає через магнітоелектричний прилад, лінійно зв'язаний з вимірюваною частотою і шкалу його можна градувати безпосередньо в одиницях виміру частоти f_x .

Промисловістю випускається конденсаторний частотомір ЧЗ-7, що має діапазон вимірюваних частот для синусоїдальних сигналів 10 Гц ÷ 500 кГц, для прямокутних імпульсів 10 Гц ÷ 20 кГц. Основна похибка виміру складає $\pm 2\%$.

§ 5.11. Цифрові вимірювальні прилади

Принцип дії цифрових вимірювальних приладів (ЦВП) заснований на перетворенні вимірюваного безперервного сигналу в електричний код, відображений у цифровій формі. Вхідні величини в цифрових, як і в аналогових, вимірювальних пристроях безперервні. Головна різниця між аналоговими і цифровими вимірювальними приладами складається в індикації вимірювальної інформації. В аналогових вимірювальних приладах результати виміру можуть приймати як завгодно близькі один до одного значення, а в цифрових приладах результати вимірів можуть приймати тільки фіксовані значення, найближчі з яких розрізняються на задану (відому) величину – крок квантування.

Цифровий прилад має два обов'язкових функціональних вузли: аналого-цифровий перетворювач (АЦП) і цифровий індикатор (рис. 5.10). АЦП видає цифровий код у відповідності зі значенням вимірюваної величини, а індикатор висвітлює значення вимірюваної величини в цифровій формі.

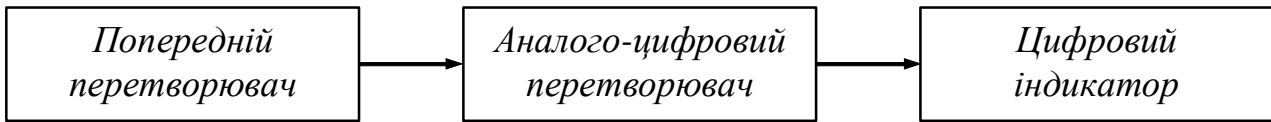


Рис. 5.10. Функціональна схема цифрового приладу.

Крім АЦП у цифрових приладах застосовуються цифроаналогові перетворювачі (ЦАП), призначені для виконання зворотної АЦП операції, тобто для перетворення цифрового коду в аналогову величину.

Дискретність результатів вимірів у ЦВП викликана тим, що вхідні сигнали квантуються. Відоме квантування двох видів: за рівнем, за часом.

5.11.1. Цифрові вимірювальні прилади з квантуванням за рівнем

При квантуванні за рівнем весь діапазон виміру вхідної величини розбивається на ряд рівнів і значення вхідної величини приймається рівним найближчому рівню. Суть квантування за рівнем пояснюється на рис. 5.11, де показано, що безперервній вхідній величині X ставиться у відповідність дискретна величина (штрихова лінія).

Функціональна схема ЦАП, що реалізує квантування за рівнем, показана на рис. 5.12. Вимірювана величина X надходить на вхід порівняльного пристрою ПП. На інший вхід ПП подається величина порівняння X_K , однорідна з вимірюваною, котра сформована в ЦАП. Порівняльний пристрій ПП (компаратор) формує сигнал Z і керує роботою ключа K . При $X > X_K$ під дією сигналу Z ключ замикається і пропускає імпульси з виходу генератора імпульсів Γ на вхід лічильника імпульсів. Лічильник імпульсів перетворює кількість імпульсів у цифровий код, що керує роботою ЦАП. Поки $X > X_K$ код на виході лічильника зростає і збільшується X_K . При $X \leq X_K$ ПП виробляє сигнал $Z < 0$, ключ відключає Γ , імпульси більше не надходять на лічильник, код і X_K не змінюються. Цифровий індикатор ЦИ показує результат виміру. На цьому процес виміру закінчений. Для наступного виміру необхідно повернути лічильник і ЦАП у нульовий стан за допомогою керуючого пристрою КУ .

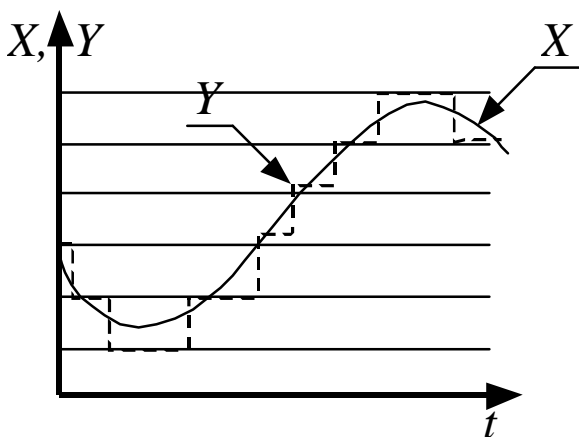


Рис. 5.11. Квантування за рівнем.

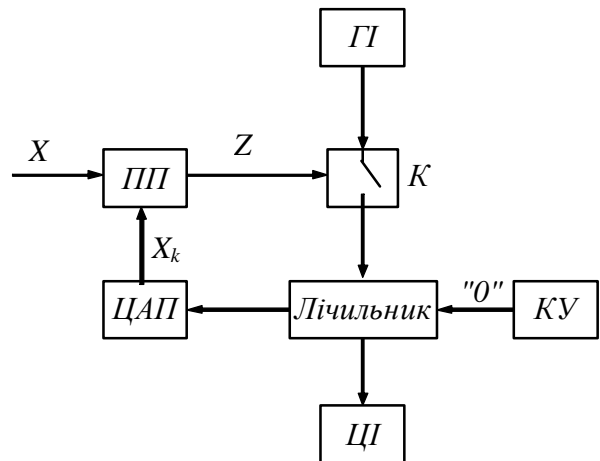


Рис. 5.12. Функціональна схема ЦАП, що реалізує квантування за рівнем

КП чи вручну натисканням спеціальної кнопки. Після цей прилад готовий до нового виміру.

ЦВП із квантуванням за рівнем широко застосовуються для виміру постійних та змінних напруг, опорів, частоти, неелектричних величин. Прикладом ЦВП може служити вольтметр для виміру постійних напруг типу *Щ-1312* з діапазоном виміру 1 мВ – 500 В с основною похибкою $\pm 0,15\%$, часом одного виміру 20 мс. До цього приладу випускається приставка *П-1312* для виміру малих напруг у колах постійного та змінного струмів, опорів постійному струму і значень постійного струму.

5.11.2. Цифрові вимірювальні прилади з квантуванням за часом

Широке поширення одержали ЦВП з час-імпульсними вимірювальними перетворювачами (*ЧІП*). Перетворювач (рис. 5.13, а) формує прямокутні імпульси (рис. 5.13, б), тривалість яких пропорційна вимірюваній величині:

$$t_{имн} = kX.$$

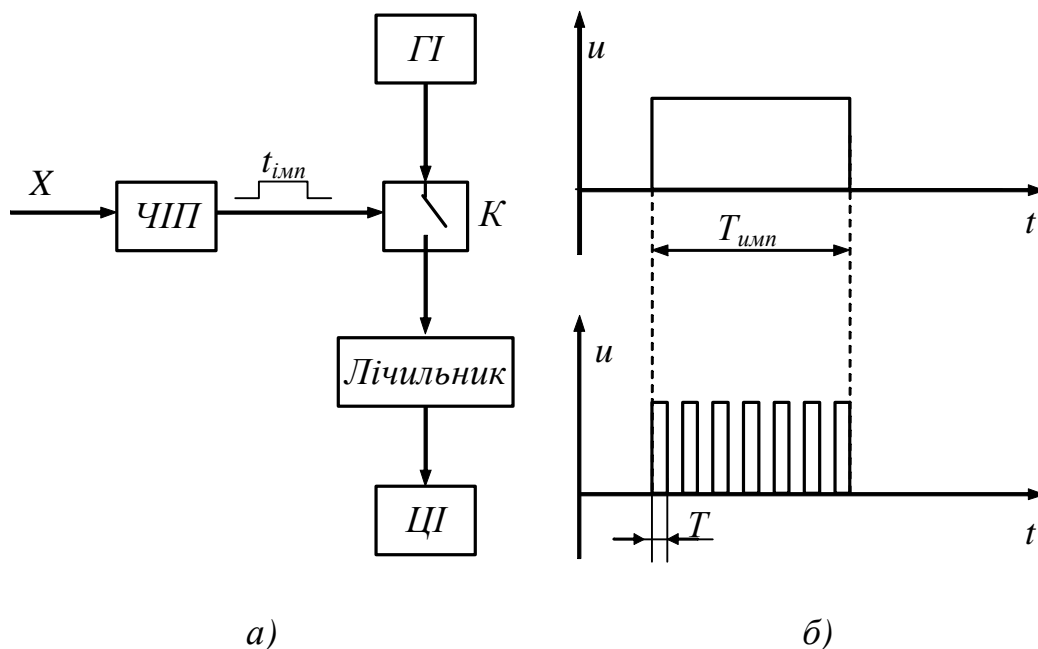


Рис. 5.13. час-імпульсний вимірювальний перетворювач (а) та імпульси на його виході.

Під час дії імпульсу $t_{имн}$ ключ K замикається і пропускає імпульси з виходу генератора імпульсів $ГІ$ на вхід лічильника.

Кількість імпульсів, що надійшли на лічильник (рис. 5.13, б)

$$N = \frac{t_{имн}}{T} = \frac{k}{T} X ,$$

де $T=const$ – період проходження імпульсів на виході генератора.

Таким чином, код, який буде записаний у лічильнику, пропорційний вимірюваній величині. Цей код надходить на цифровий індикатор $ЦІ$ і там перет-

ворюється у вид, зручний для представлення оператору.

Перевагами цифрових вимірювальних пристроїв з час-імпульсним перетворенням і квантуванням за часом є простота конструкції й уніфікація пристроїв. Прикладом промислових ЦВП із квантуванням за часом може служити щитовий вольтметр $\Phi-200$ з діапазоном виміру $1 \div 1000$ В, класом точності 0.25, швидкодією $1 \div 3$ виміри в секунду.

ЦВП знаходять усе більше застосування в контрольно-вимірювальній техніці. Вони мають ряд переваг: зручність відліку і реєстрації результату вимірів, високу точність і швидкодію, можливість сполучити ЦВП з обчислювальними й автоматичними пристроями, у тому числі керованими на відстані. За допомогою сучасних ЦВП можна вимірювати напруги в колах постійного струму в діапазоні 0,1 мкВ – 1000 В з похибкою $\pm 0.0005\%$, у колах змінного струму – 1 мВ \div 1000 В з похибкою $\pm 0,05\%$, опору в інтервалі $10^{-3} \div 10^{10}$ Ом з похибкою $\pm 0,01\%$, частоту до $1 \cdot 10^7$ Гц із похибкою до $\pm 10^{-7}\%$.

До недоліків ЦВП у порівнянні зі стрілочними приладами варто віднести їхню відносну складність, відносно малу надійність і високу вартість. Застосування мікропроцесорної техніки дозволяє підвищити надійність ЦВП і знижує їхню вартість.

§ 5.12. Прилади і пристрої, що реєструють

Для реєстрації швидко протікаючих процесів, а також для виміру частоти, динамічних характеристик (наприклад, петлі гістерезису (див. рис. 4.1 та 4.2), характеристик напівпровідникових приладів та інших залежностей, що змінюються у часі служить електронно-променевий осцилограф.

Структурна схема осцилографа (рис. 5.14) складається з ряду блоків і ключів, за допомогою яких можна одержати різні режими роботи осцилографа.

Електронний осцилограф може працювати в наступних основних режимах: у режимі внутрішньої синхронізації, у режимі зовнішньої синхронізації, в автоматичному режимі і режимі спеціального розгорнення.

Вхідний блок електронного осцилографа – аттенюатор – являє собою калібрований дільник напруги, за допомогою якого можна зменшити напруга вхідного сигналу u_{ex} , а також напруга синхронізуючих імпульсів $u_{синх}$ у потрібне число раз.

У режимі внутрішньої синхронізації замкнуті ключі K_1 , K_4 і напруга вхідного сигналу через аттенюатор надходить на вхід підсилювача і вхід генератора лінійно змінюється напруги (ГЛЗН). Напруга з виходу ГЛЗН надходить на горизонтально відхиляють пластини $x - x$ осцилографа, і зображення електронного променя на екрані починає рухатися в горизонтальному напрямку. Для того щоб вхідний сигнал, що надходить після підсилення, на вертикально відхиляючі пластини $y - y$, був розташований у центрі екрана, його необхідно, перш ніж подавати його на ці пластини, затримати його на якийсь час Dt за допомогою лінії затримки. Недоліком режиму внутрішньої синхронізації є можливе переключування досліджуваного вхідного сигналу лінією затримки.

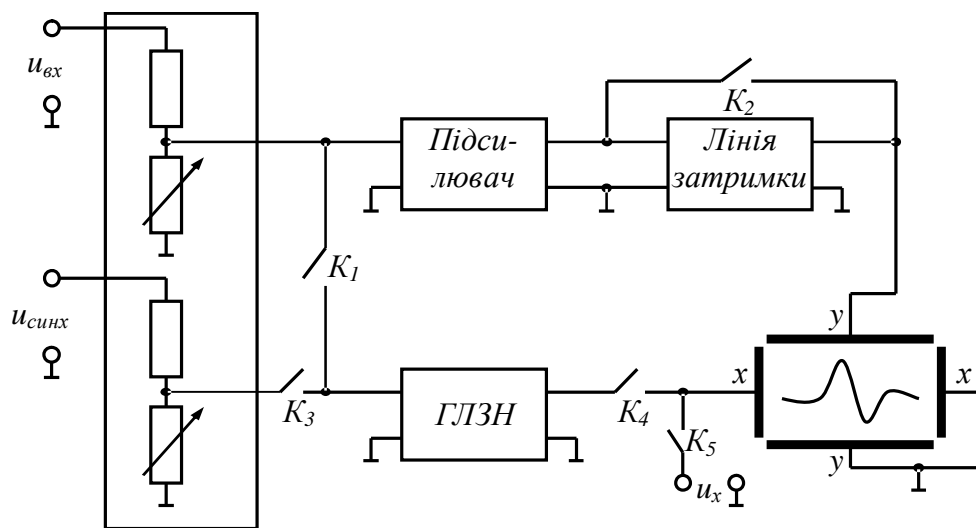


Рис. 5.14. Структурна схема осцилографа.

У режимі зовнішньої синхронізації замкнуті ключі $K_2 - K_4$ і запуск ГНЛЗ здійснюється спеціальним імпульсом синхронізації $u_{синх}$, що передує вхідному сигналу $u_{вх}$ на час Dt . У цьому випадку лінія затримки не потрібна і можна одержати більш точне відтворення вхідного сигналу.

В автоматичному режимі замкнуті ключі K_2, K_4 і на виході ГНЛЗ виходить пілкоподібна напруга з частотою f_2 . Якщо частота f_2 збігається з частотою f періодичної напруги на вході осцилографа чи кратна їй, то на екрані осцилографа спостерігається нерухоме зображення.

У режимі спеціального розгорнення замкнуті ключі K_2, K_5 і на горизонтально відхиляють пластини осцилографа подається яка-небудь спеціальна періодична напруга u_x . Тому за допомогою осцилографа можна проводити деякі спеціальні виміри. Наприклад, якщо на пластини $x - x$ подати синусоїдальну напругу $u_x = U_m \sin 2\pi f_x t$, то можна вимірити частоту f вхідної напруги, якщо вона також синусоїдальна і частота f_x кратна частоті f .

Чутливістю осцилографа називається відношення вертикального відхилення світлової плями на екрані в міліметрах до значення вхідної напруги у вольтях. Чутливість самої трубки без підсилювача відносно низька, приблизно 0,5 – 1 мм/В. Однак застосування посилення підвищує чутливість осцилографа до 1 – 2 мм/мВ.

Фотографування кривих з екрана осцилографа можливо за допомогою спеціальних приставок.

Для реєстрації величин, що повільно змінюються в часі (з частотою до 10 Гц) застосовуються самописні прилади. Запис поточного значення величини, що реєструється, здійснюється на папері, що рухається, у координатах "вимірювана величина – час". Значення вимірюваної величини визначається положенням рухливої частини вимірювального механізму, наприклад магнітоелектричного.

Для реєстрації інформації в цифровій і буквеній формах застосовуються алфавітно-цифрові друкувальні пристрої, магнітофони і дисплеї. Останні засто-

совуються також для реєстрації графічної інформації.

§ 5.13. Вимірювальні системи

Типова вимірювальна система містить стандартні пристрої: датчики вимірюваних величин, цифрові вимірювальні прилади, що реєструють прилади, контролер і системний інтерфейс (рис. 5.15).

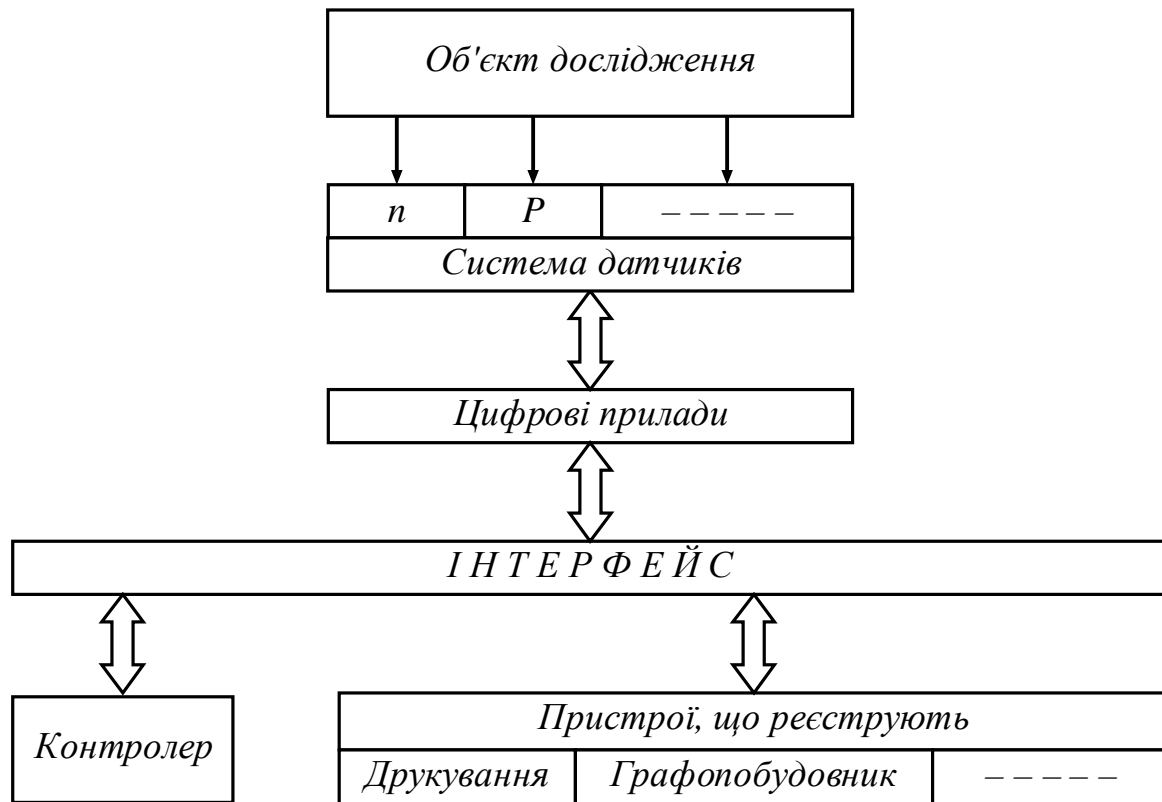


Рис. 5.15. функціональна схема вимірювальної системи

Датчики і первинні перетворювачі підключаються безпосередньо до досліджуваного об'єкта і служать для одержання вихідної інформації (наприклад, частоти обертання n , потужності P вала електродвигуна і т.п.) у виді доступних для виміру електричних величин в аналоговій формі.

Цифрові прилади вимірюють аналогові електричні величини, перетворені в числові еквіваленти.

Контролер являє собою програмно-керований пристрій на основі мікропроцесорів, мікроЕОМ, мікроконтролерів (див. гл. 16)).

Пристрої, що реєструють, (алфавітно-цифровий друкувальний пристрій, графобудівник, магнітофон і т.п.) дозволяють документувати інформацію про результати виміру.

Інтерфейс містить сукупність електричних, механічних і програмних засобів, що дозволяють з'єднувати між собою різні частини вимірювальної системи.

Роботою системи керує контролер. По команді контролера інтерфейс встановлює всі прилади системи у вихідний стан. Наступна команда перево-

дять усі прилади в режим дистанційного керування. Керування системою полягає в передачі адрес і команд із контролера, по яких відбувається вибірка передавальних і приймаючих інформацію приладів і відповідних ліній зв'язку.

Розрізняють контролери без обробки і з обробкою даних. В останньому випадку контролери крім функцій керування виконують також логічні і математичні операції, необхідні для аналізу дані виміри, їхньої обробки по програмі і прийняття рішень, що визначають роботу окремих приладів і системи в цілому.

Застосування вимірювальних систем забезпечує: багатофункціональність; автоматизацію процесів виміру, калібрування і статистичної обробки; дистанційність керування; проведення непрямих і сукупних вимірів; запам'ятовування вибірок; автоматизацію перевірочних процедур.

§ 5.14. Перетворювачі неелектричних величин

Перетворювачі неелектричних величин (температури, тиску, координати просторового розташування і т.п.) дають можливість застосовувати для їхнього визначення прилади і методи виміру електричних величин.

Розрізняють параметричні і генераторні перетворювачі. У перших вимірювана неелектрична величина викликає зміну одного з електричних параметрів елемента електричного кола, яким є перетворювач, у других вона перетворюється в ЕРС.

До *параметричних перетворювачів* відносяться:

– *реостатний*, заснований на зміні опору ділянки провідника r , довжину якого визначає положення рухливого контакту, що залежить від координати x контрольованого об'єкта;

– *термочутливий*, заснований на залежності опору r напівпровідникових резисторів (терморезисторів) від температури;

– *тензометричний*, заснований на залежності опору ділянки провідників (з деяких металів) і напівпровідників від механічних напруг, що виникають, наприклад, при їх вигинаннях чи скручуванні;

– *електромагнітний*, об'єднує велику групу перетворювачів, у яких параметри електромагнітного поля залежать від параметрів контрольованого об'єкта;

– у *ємнісному* перетворювачі використовується залежність ємності C конденсатора від взаємного розташування його електродів, зв'язаного з координатою x контрольованого об'єкта, тобто $C = f(x)$;

– в *індуктивному* перетворювачі використовується залежність індуктивності котушки від положення сердечника $L = f(x)$ або взаємної індуктивності двох котушок від їхнього взаємного розташування $M = f(x)$;

– у *вихреструмівому* перетворювачі використовується залежність інтенсивності вихрових струмів, збуджуваних у контрольованому виробі синусоїдальним струмом високої частоти, від електропровідності. Чим більше інтенсив-

ність вихрових струмів, тим менше ушкоджень у виробі.

До **генераторних перетворювачів** відносяться:

– *п'єзоелектричний*, що представляє собою кристал (кварц, сегнетова сіль та ін.), у якому ЕРС виникає під дією зовнішніх механічних сил, наприклад тиску на поверхню кристала;

– *термоелектричний*, заснований на залежності ЕРС термопари від різниці температур її частин.

Електричні параметри параметричних перетворювачів вимірюються мостовими методами і логометрами, ЕРС генераторних перетворювачів – вольтметрами і компенсаційним методом.

§ 5.15. Вимір струму і напруги

5.15.1. Вимір струму

Для виміру струму в будь-якому електричному колі послідовно в коло вмикають амперметр (рис.5.14, а).

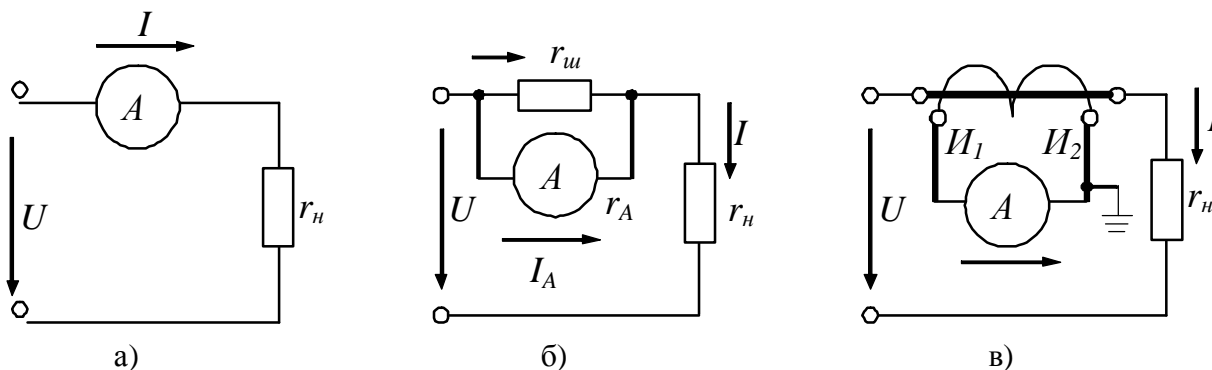


Рис. 5.16. Схеми вмикання амперметра у електричне коло:

- а – коло постійного або змінного струму без розширення границь виміру;
- б – розширювання границь виміру за допомогою шунта у колі постійного струму;
- в – розширювання границь виміру за допомогою трансформатора струму у колі змінного струму.

В установках постійного струму для цієї мети застосовують головним чином прилади магнітоелектричної системи і рідше – прилади електромагнітної системи. В установках змінного струму використовуються переважно амперметри електромагнітної системи. Для зменшення похибки виміру необхідно, щоб опір амперметра (або повний опір амперметра і шунта) був не менш чим на два порядки менше опору будь-якого елемента електричного кола, в якому вимірюється струм.

Для розширення границь виміру амперметра (у K разів) у колах постійного струму служать шунти-резистори, що вмикаються паралельно амперметру (рис. 5.16, б). У цьому випадку по шунті, що має малий опір (r_u) у порівнянні з опором обмотки амперметра (r_A), протікає струм I_u , більший струму амперметра I_A (показання амперметра). Значення струму I у контрольованому колі $I = I_A + I_u$. Відношення струмів

$$\frac{I_{ш}}{I_A} = \frac{r_A}{r_{ш}}$$

Звідкіля $I_{ш} = I_A \frac{r_A}{r_{ш}}$. Підставляючи значення струму $I_{ш}$ у попередій вираз, одержимо

$$I = I_A \left(1 + \frac{r_A}{r_{ш}} \right) = I_A k.$$

де $k = 1 + \frac{r_A}{r_{ш}}$ – коефіцієнт, що визначає величину розширення границь виміру амперметра.

Отже, застосування шунта дає можливість вимірити струм, у k раз перевищуючий границю виміру амперметра.

Шкалу амперметра часто градуують з урахуванням ввімкненого шунта; тоді значення вимірюваного струму I відраховується безпосередньо по шкалі приладу.

У колі змінного струму для розширення границь виміру амперметрів використовують трансформатори струму (рис 5.16, в). При цьому струм у вторинній обмотці трансформатора струму I_A (показання амперметра) зменшується в порівнянні з вимірюваним струмом у k_I раз (k_I – коефіцієнт трансформації). У цьому випадку вимірюваний струм:

$$I = k_I I_A.$$

тобто можна вважати, що ціна поділки амперметра збільшується в k_I раз.

Для безпеки не можна розмикати при роботі коло вторинної обмотки трансформатора струму. З тих же розумінь коло вторинної обмотки трансформатора заземлюють.

5.15.2. Вимір напруги

Для виміру значення напруги на якому-небудь елементі електричного кола (генераторі, трансформаторі, навантаженні) до виводів елемента приєднують вольтметр (рис 5.17).

Для зменшення похибки виміру необхідно, щоб опір вольтметра (чи загальний опір вольтметра і додаткового резистора) був не менший чим на два порядки більше опору будь-якого елемента вимірюваного кола.

Для розширення межі виміру вольтметра (у n раз) у колах з напругою до 500 В застосовують додаткові резистори r_∂ , що вмикаються послідовно з обмоткою вольтметра V , опір якої r_V . Значення вимірюваної напруги U (схема рис. 5.17, а)

$$U = U_V + U_\partial,$$

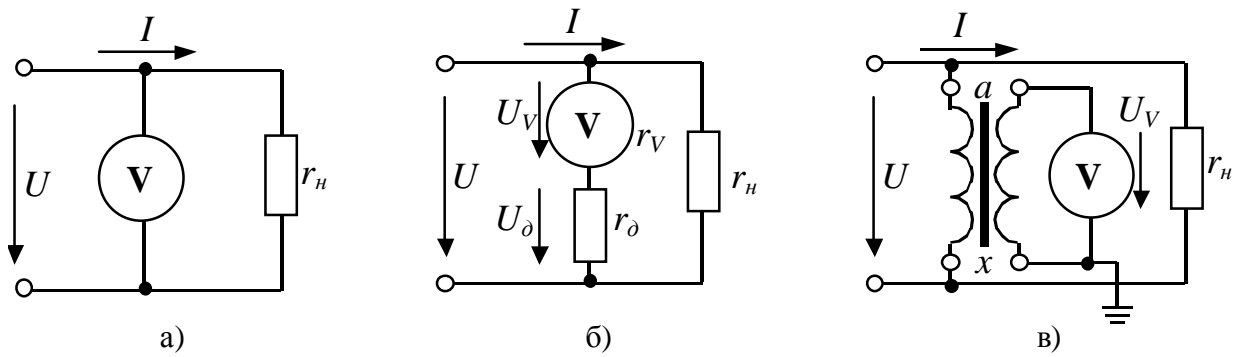


Рис. 5.17. Схеми вмикання вольтметра у електричне коло:

- а – коло постійного або змінного струму без розширення границь виміру;
- б – розширювання границь виміру за допомогою шунта у колі постійного струму;
- в – розширювання границь виміру за допомогою трансформатора напруги у колі змінного струму.

де U_V - спад напруги на опорі обмотки вольтметра r_V (показання вольтметра).

U_δ – спад напруги на додатковому опорі r_δ .

Відношення напруг:

$$\frac{U_\delta}{U_V} = \frac{r_\delta}{r_V},$$

звідки

$$U_\delta = U_V \frac{r_\delta}{r_V}.$$

Підставляючи значення U_δ у попереднє співвідношення, одержимо

$$U = U_V \left(1 + \frac{r_\delta}{r_V} \right) = U_V n,$$

де $n = 1 + \frac{r_\delta}{r_V}$ визначає величину розширення границі виміру вольтметра.

Отже, застосування додаткового опору (рис. 5.17, б) дає можливість вимірити напругу, яка в n раз перевищує границю виміру вольтметра.

Шкалу вольтметра часто градуують з урахуванням ввімкненого додаткового резистора.

У колах змінного струму високої напруги для розширення границь виміру вольтметрів застосовують трансформатори напруги (рис. 5.17, в). При цьому напруга U_V на виході вторинної обмотки трансформатора зменшується в порівнянні з вимірюваною U у k_V раз (k_V - коефіцієнт трансформації трансформатора). У цьому випадку вимірювана напруга

$$U = k_V U_V,$$

тобто можна вважати, що ціна поділки вольтметра збільшується в k_V разів.

Вимірювальні трансформатори крім перетворення (звичайно зменшення) змінної напруги ізолюють вторинне коло від первинного, що знаходиться під високою напругою.

§ 5.16. Вимір електричної потужності й енергії

Потужність в електричних колах вимірюють прямим і непрямим способами. При прямому вимірі використовують ватметри, при непрямому – амперметри і вольтметри.

5.16.1. Вимір потужності в колах постійного струму

У колах постійного струму для виміру потужності ватметр застосовують відносно рідко, в основному використовують метод амперметра – вольтметра (рис. 5.18). Визначивши амперметром значення струму I і вольтметром напругу U , обчислюють потужність по формулі $P = UI$.

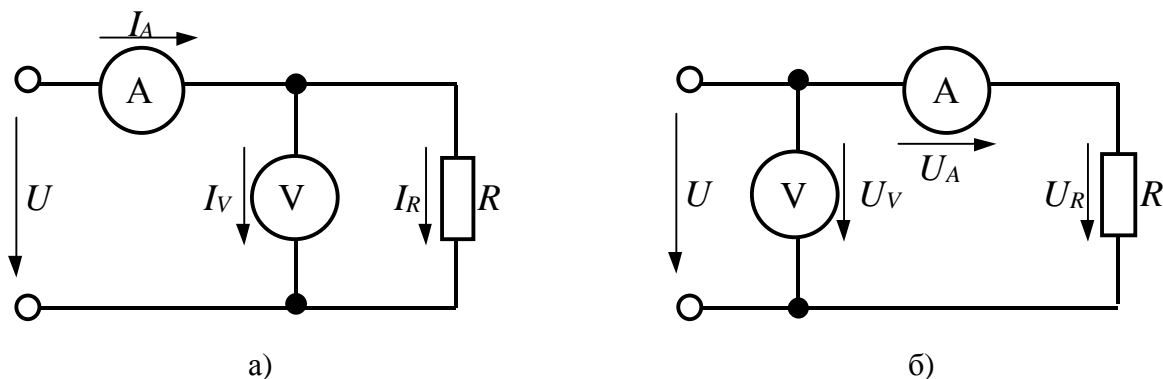


Рис. 5.18. Вимір потужності методом амперметра – вольтметра

5.16.2. Вимір потужності в однофазних колах змінного струму

Повну потужність S приймача вимірюють, як правило, методом амперметра-вольтметра: $S=UI$, де U і I – діючі значення напруги і струму.

Активну потужність $P = UI \cos j$ вимірюють ватметрами електродинамічної системи, схема ввімкнення ватметра зображена на рис. 5.19, а.

Нерухома обмотка 1-1 приладу називається струмовою і вмикається в коло послідовно. Рухлива обмотка 2-2 називається обмоткою напруги і вмикається в коло паралельно.

Струм I_2 в обмотці напруги 2–2 пропорційний напрузі U контрольованого кола і збігається з ним по фазі, а струм I_1 дорівнює струму I навантаження. Момент, що діє на рухливу обмотку, дорівнює

$$M_{об} = CUI \cos j = CP,$$

де C - коефіцієнт пропорційності.

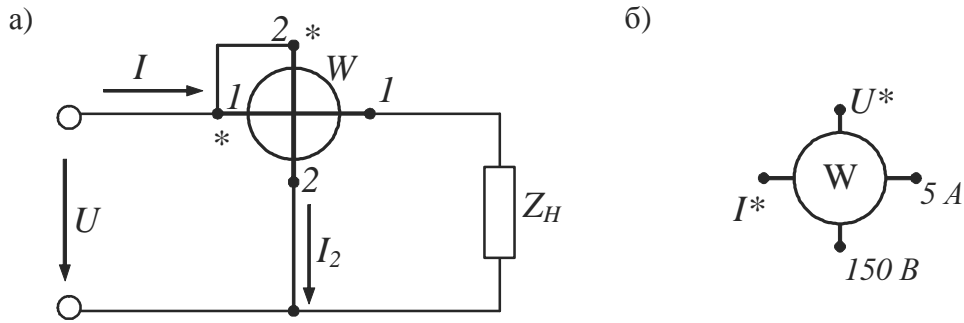


Рис. 5.19 Схема ввімкнення ватметра (а) та умовна позначка ватметра

Оскільки протидіючий момент M_{np} пропорційний куту повороту α стрілки, відхилення стрілки пропорційно вимірюваній активній потужності P .

Для правильного ввімкнення ватметра один з виводів струмової обмотки і обмотки напруги позначають зірочками (*). Ці виводи, які називані генераторними, необхідно вмикати з боку джерела живлення. Умовна позначка ватметра, відповідно до сучасних стандартів приведена на рис. 5.19, б.

Слід зазначити, що електродинамічними ватметрами можна вимірювати також потужність у колах постійного струму.

5.16.3. Вимір потужності в трифазних колах

Повна потужність енергоприймача при симетричному навантаженні може бути виміряна методом амперметра – вольтметра й обчислена по формулі

$$S = \sqrt{3}UI ,$$

де U і I – діючі значення лінійних напруги і струму.

Повна потужність приймача при несиметричному навантаженні визначається як $|S| = |S_1 + S_2 + S_3|$, де S_1, S_2, S_3 – повні потужності фаз приймача.

При вимірюванні активної потужності в трифазній чотирьохпровідній системі при несиметричному навантаженні ($Z_A \neq Z_B \neq Z_C$), вмикають три ватметра. Активна потужність приймача визначається сумою показань всіх ватметрів

$$P = W_1 + W_2 + W_3 .$$

Схема ввімкнення ватметрів для виміру активної потужності в трифазній системі при несиметричному навантаженні приведена на рис. 5.20.

При симетричному навантаженні активну потужність P можна виміряти одним ватметром, ввімкненим по схемах рис.5.21 а і б.

Загальна потужність споживача

$$P = 3W,$$

де W – показання ватметра.

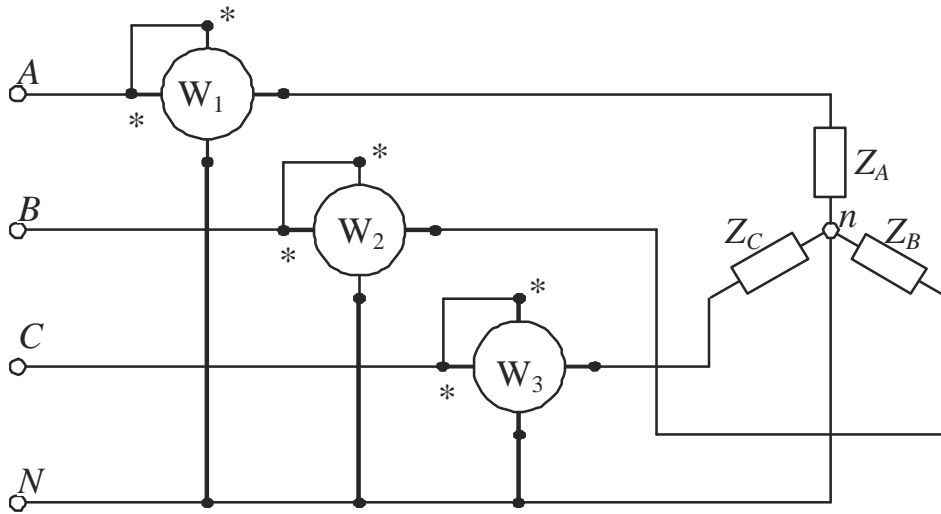


Рис. 5.20 Схема ввімкнення ватметрів для виміру активної потужності в трифазній системі при несиметричному навантаженні

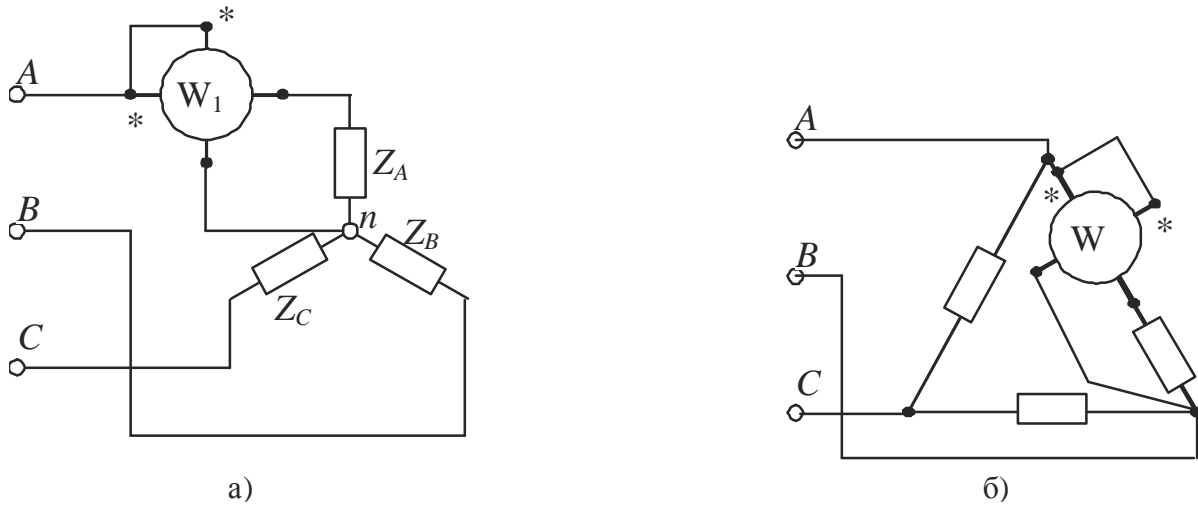


Рис. 5.21. Схема ввімкнення ватметрів для виміру активної потужності в трифазній системі при симетричному навантаженні

Широко поширений вимір активної потужності в трифазних колах методом двох ватметрів. Цей метод використовують тільки для трипровідних систем. На рис. 5.22 показана одна з можливих схем ввімкнення ватметрів W_1 і W_2 .

Для миттєвих значень потужності трипровідної трифазної системи (рис. 5.22) буде справедливе співвідношення:

$$p = p_A + p_B + p_C = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C,$$

де p_A, p_B, p_C – миттєві значення потужностей окремих фаз; $u_A, u_B, u_C, i_A, i_B, i_C$ – миттєві значення фазних напруг і струмів споживача (навантаження), фази якого з'єднані по схемі "зірка", так що фазні струми рівні лінійними.

Виразивши відповідно до першого закону Кирхгофа значення фазних струмів i_A, i_B, i_C у вигляді

$$i_A = -(i_B + i_C), i_B = -(i_A + i_C), i_C = -(i_B + i_A),$$

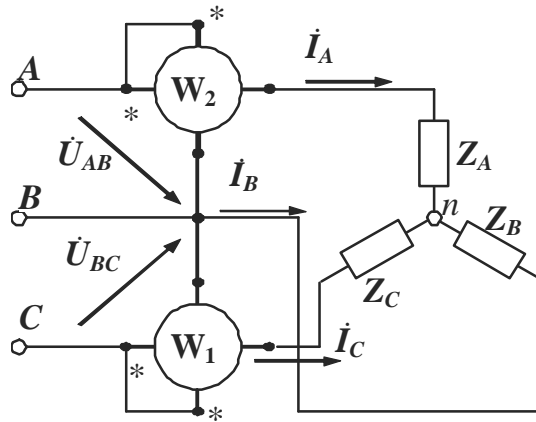


Рис. 5.22. Вимір активної потужності в трифазних колах методом двох ватметрів.

і підставивши ці значення в попереднє співвідношення, після перетворень одержимо

$$p = u_{AB} i_A + u_{CB} i_C,$$

де $u_{AB} = u_A - u_B$; $u_{CB} = u_C - u_B$ – миттєві значення лінійних напруг.

Переходячи до середнього значення, тобто активної потужності приймача, маємо

$$P = U_{AB} I_A \cos \psi_A + U_{CB} I_C \cos \psi_C,$$

де ψ_A, ψ_C – кути зсуву фаз між лінійними напругами і струмами; I_A, I_C, U_{AB}, U_{CB} – діючі значення лінійних струмів і напруг.

Таким чином, активна потужність трифазної системи дорівнює алгебраїчній сумі показань двох ватметрів:

$$P = W_1 + W_2.$$

Метод двох ватметрів застосовується для виміру активної потужності у несиметричних трипровідних трифазних системах (колах).

5.16.4. Вимір реактивної потужності в однофазному колі змінного струму

Реактивну потужність можна виміряти, як і активну, за допомогою трьох приладів: амперметра, вольтметра і фазометра ($Q = UI \sin \varphi$). При безпосередньому вимірі реактивної потужності застосовуються ті ж електродинамічні прилади, що і при вимірі активної потужності; у цьому випадку вони називаються ватметрами.

При симетричному навантаженні застосовується схема рис. 5.21, а. Показання приладу

$$Q_I = U_{AB} I_{AB} \cos j = U_{BC} I_A \cos(90^\circ - j) = U_L I_L \sin \alpha = Q / \sqrt{3}.$$

де Q – реактивна потужність трифазної симетричної системи; α – кут зсуву фаз між лінійною напругою U_{BC} і лінійним струмом I_A (рис. 5.23, б).

З попереднього вираження випливає, що $Q = \sqrt{3}Q_1$.

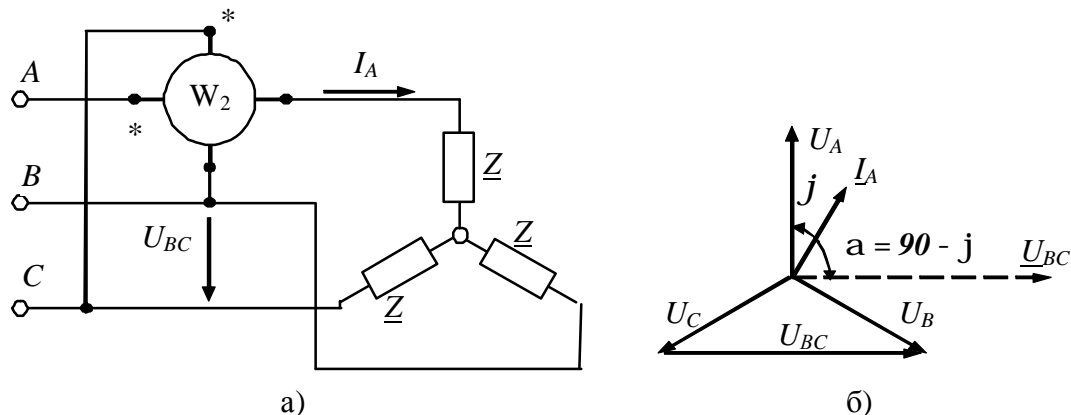


Рис. 5.23. Вимірювання реактивної потужності в трифазній системі при симетричному навантаженні

5.16.5. Вимір електричної енергії

Часто необхідно знати отриману від джерела живлення, наприклад з мережі, енергію за проміжок часу $Dt = t_2 - t_1$

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p dt ,$$

де $p = dt$ – миттєве значення потужності.

Енергія вимірюється електричним лічильником. Лічильники енергії в колах змінного струму, звичайно мають індукційні вимірювальні механізми (рис. 5.7) Однофазні і трифазні лічильники включаються по тим же схемам, що і ватметри.

Для безпосереднього виміру енергії в трифазних чотирьохпровідних системах застосовують спеціальні трьохелементні індукційні лічильники. У цих лічильників є три однакових однофазних вимірювальних механізми в загальному корпусі, обертові моменти яких діють на загальну рухливу частину. Для виміру енергії в трифазних трипровідних системах застосовуються двоелементні лічильники, що включаються за схемою рис. 5.22.

§ 5.17. Вимір параметрів електричних кіл

Основними параметрами електричних кіл є: для кола постійного струму опір R , для кола змінного струму активний опір R , індуктивність L , ємність C , комплексний опір Z .

Найбільш часто для виміру цих параметрів застосовують такі методи: омметра, амперметра – вольтметра, мостові.

5.17.1. Вимір опорів амперметром і вольтметром

Найбільш просто опір резисторів можна вимірити за допомогою амперметра і вольтметра. Застосовуються дві схеми ввімкнення приладів, зазначені на рис. 5.24 а і б.

Аналіз цих схем за допомогою рівнянь Кірхгофа показує, що для одержання більш точних результатів при вимірі середніх і великих опорів варто застосовувати схему рис. 5.24, б, а при вимірі невеликих опорів – схему рис. 5.24, а. Шуканий опір визначається по формулі

$$r_x = U/I.$$

де U і I – показання приладів.

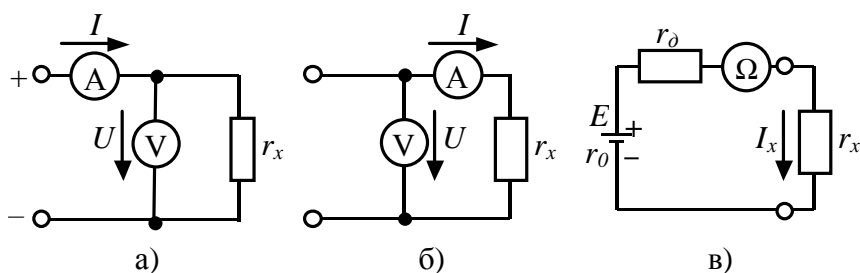


Рис. 5.24. Вимірювання опору: а, б – методом амперметра–вольтметра у колі постійного (а) та змінного (б) струму; в – за допомогою омметра

5.17.2. Вимір опорів омметром.

Для безпосереднього виміру опору резисторів застосовують омметр, що складається з магнітоелектричного міліамперметра, послідовно з обмоткою якого r_a включається додатковий резистор r_d і джерело живлення (батарея) з ЕРС E і внутрішнім опором r_0 (рис. 5.24, в)

При сталій ЕРС E показання приладу залежить тільки від r_x : кожному значенню вимірюваного опору відповідає визначене значення струму I_x у колі:

$$I_x = \frac{E}{(r_a + r_d + r_0) + r_x}.$$

Це дозволяє градуювати шкалу приладу безпосередньо в омах.

В зв'язку з тим, що ЕРС E джерела живлення може змінюватися в процесі експлуатації приладу, значення струму в цьому випадку неоднозначно визначає вимірювану величину опору.

На практиці застосовують омметри, у яких відхилення стрілки не залежить від значення ЕРС (напруги) джерела живлення. При цьому, як вимірювальний механізм тут використовується логометр – прилад, у якого відсутній механічний пристрій для створення протидіючого моменту. В логометрі рівноважне положення рухливої системи визначається відношенням струмів у двох рухливих і жорстко зв'язаних між собою обмотках – рамках (рис. 5.25).

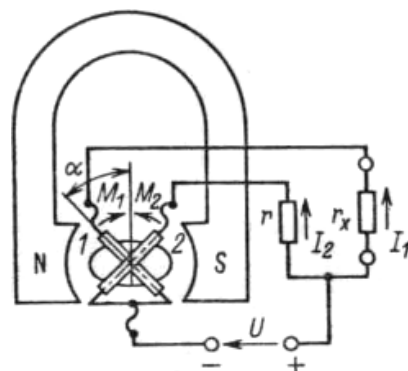


Рис. 5.25. Структурна схема логометра

Обмотки I і 2 знаходяться в магнітному полі постійного магніту NS і приєднані до загального джерела живлення. У коло однієї обмотки ввімкнений вимірюваний опір r_x , а в коло іншої обмотки – постійний опір r . Струми I_1 і I_2 у котушках створюють два обертаючих моменти, що діють на рухливу частину приладу, значення яких залежить від положення котушок у просторі:

$$M_1 = I_1 f_1(\alpha) \quad \text{і} \quad M_2 = I_2 f_2(\alpha),$$

де α – кут відхилення площини обмотки I щодо осі.

Моменти M_1 і M_2 спрямовані зустрічно. Рухлива частина приладу приходить у рівноважний стан при $M_1 = M_2$, тобто при

$$I_1 f_1(\alpha) = I_2 f_2(\alpha).$$

Звідси

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{f_1(\alpha)}{f_2(\alpha)} = f(\alpha) \quad \text{або} \quad \alpha = f_3\left(\frac{I_1}{I_2}\right).$$

Таким чином, кожне положення стрілки приладу відповідає визначеному відношенню струмів I_1/I_2 . У розглянутому омметрі це відношення однозначне, залежить від вимірюваного опору r_x і не залежить від напруги U джерела живлення.

Для виміру великих опорів (наприклад, опору ізоляції проводів) служить мегомметр. Він відрізняється від омметра тим, що як джерело живлення тут використовується магнітоелектричний генератор, що приводиться в обертання рукою. ЕРС генератора досягає досить високих значень (500 – 2000 В), завдяки чому мегомметром можна приблизно вимірювати опори, значення яких досягає сотень мегом.

5.17.3. Вимір опорів мостовими приладами

Для більш точного виміру опорів застосовують мостові схеми. Найпростіша схема моста постійного струму показана на рис. 5.26.

У три плечі моста ввімкнені опори r_1 , r_2 і r_3 , у четверте плече – вимірюваний опір r_x . До виводів A і B приєднане джерело живлення, між виводами C і D ввімкнений магнітоелектричний гальванометр G . Змінюючи опори r_1 , r_2 і r_3 , можна домогтися рівноваги моста, при якому струм у колі гальванометра відсутній. У цьому випадку напруга між виводами C і D дорівнює нулю, струми в опорах r_1 і r_2 однакові, струми в опорах r_3 і r_x також рівні між собою.

З огляду на це, можна написати

$$I_1 r_1 = r_3 I_2, \quad I_1 r_2 = r_x I_2.$$

Розділивши почленно отримані рівняння, знаходимо

$$r_x/r_2 = r_2/r_1, \quad r_1 r_x = r_2 r_3.$$

Звідси

$$r_x = r_2 r_3 / r_1,$$

тобто по значенню опорів r_1 , r_2 і r_3 , які ми змінювали для досягнення рівноваги моста, визначають опір r_x .

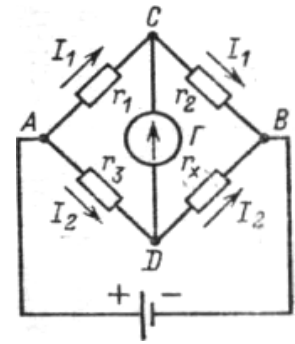


Рис. 5.26. Мост постійного струму

5.17.4. Вимір індуктивності та ємності

Індуктивність L і ємність C вимірюють в основному непрямим методом за допомогою амперметра, вольтметра і ватметра, для одержання більш точних результатів застосовують мостовий метод.

Метод амперметра – вольтметра – ватметра (рис. 5.27, а) є найбільш доступним при визначенні параметрів пасивних двополюсників. Результати вимірів діючих значень струму I і напруги U , потужності P дозволяють обчислити повний опір $Z_x = U/I$, активний опір $R = P/I^2$ і реактивний опір $X = \sqrt{Z_x^2 - R^2}$. Якщо вимірюваною величиною є індуктивність, то вона визначається як $L_x = X_L/\omega$, якщо ємність, то як $C_x = I/(X_C \omega)$, де ω – кутова частота струму.

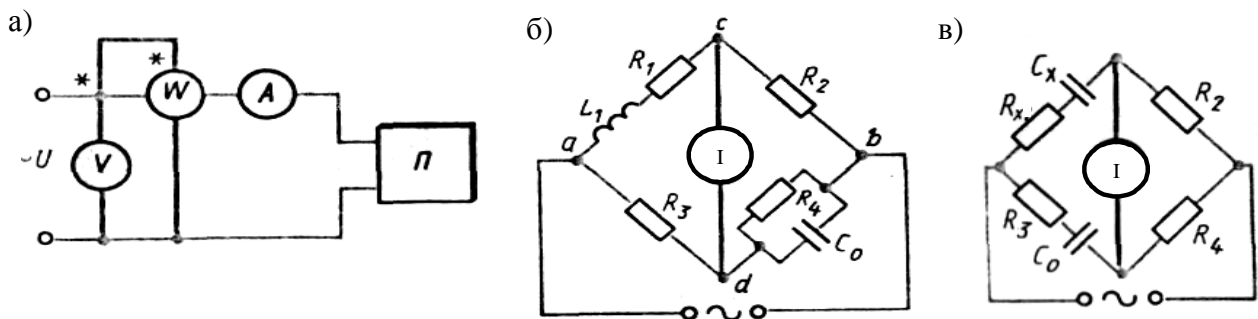


Рис. 5.27. Вимір індуктивності та ємності: а – метод амперметра – вольтметра – ватметра; б – мостовий метод визначення параметрів індуктивної котушки; в – мостовий метод визначення параметрів ємності.

Для виміру індуктивності і ємності широко застосовується мостовий метод. На рис. 5.27, б приведена схема моста, що застосовується для визначення параметрів індуктивної котушки (R_1 і L_1). Комплексні опори пліч моста рівні:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3; \quad Z_4 = \frac{1}{1/R_4 + j\omega C_0}.$$

Підставивши ці значення в загальне рівняння рівноваги моста $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ і прирівнюючи мнимі та дійсні складові, одержимо формули для визначення параметрів R_1 і L_1 котушки:

$$R_1 = R_2 R_3 / R_4, \quad L_1 = C_0 R_2 R_3.$$

На рис. 5.27, в приведена схема моста для виміру ємності C_x і опору R_x

конденсатора з малими втратами. Підставляючи в загальну умову рівноваги моста $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ конкретні значення зазначених на схемах параметрів пліч, одержимо вираз для визначення C_x і R_x :

$$C_x = C_0 R_4 / R_2; \quad R_x = R_2 R_3 / R_4.$$

§ 5.18. Методи і засоби виміру магнітних величин

До магнітних величин відносяться магнітний потік Φ , магнітна індукція B і напруженість магнітного поля H .

Методи виміру магнітних величин засновані на перетворенні магнітних величин в електричні сигнали.

Найбільш поширені індукційний метод і метод на основі гальваномагнітних ефектів.

Індукційний метод заснований на виникненні ЕРС у витках котушки при зміні магнітного потоку Φ (рис. 5.28, а), що зчеплен з ними.

$$e = -w_k \frac{d\Phi}{dt},$$

де Φ – магнітний потік; w_k – число витків котушки.

При однорідному магнітному полі магнітний потік Φ зв'язаний з магнітною індукцією B співвідношенням $\Phi = BS$, де S – площа перетину котушки.

В повітряному середовищі магнітна індукція B зв'язана з напруженістю поля H співвідношенням $B = m_0 H$, де $m_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнітна постійна. Отже, індукційний метод дозволяє визначати магнітний потік, магнітну індукцію, напруженість магнітного поля:

$$B = \frac{\Phi}{S}, \quad H = \frac{B}{m_0} = \frac{\Phi}{m_0 S}.$$

Прилади для виміру магнітного потоку називають веберметрами.

Найпростіша схема веберметра, в основі роботи якого лежить індукційний метод, приведена на рис. 5.28, б. Основними елементами веберметра є індукційна котушка (w_k) і інтегруючий пристрій ІІІ, у якості якого широко використовують магнітоелектричні гальванометри без протидіючого моменту. При внесенні чи видаленні індукційної котушки з магнітного поля відхилення рухливої частини магнітоелектричного вимірювального механізму пропорційно магнітному потоку, зчепленому з витками котушки

$$\Phi = \frac{I}{w_k} \int_0^t e dt = \frac{C_\phi}{w_k} a,$$

де C_ϕ – ціна поділки веберметра, w_k – число витків вимірювальної котушки.

Промисловістю випускаються магнітоелектричні веберметри типу М199 і

M1119 з ціною поділки відповідно $5 \cdot 10^{-6}$ і 10^{-4} Вб/поділок. Основна похибка їх знаходиться в межах $\pm 1,5\%$.

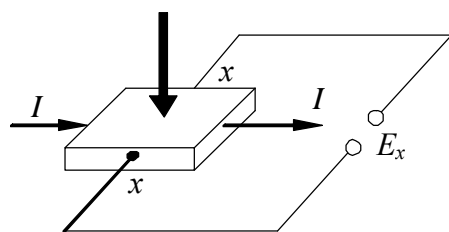
З гальваномагнітних ефектів у техніці магнітних вимірів широке застосування знайшов ефект Холла.

Якщо через напівпровідникову пластину (рис. 5.29, а), поміщену в магнітне поле з індукцією B , пропустити струм I , то між виводами $x - x$ виникне різниця потенціалів E_x , яку називають ЕРС Холлу.

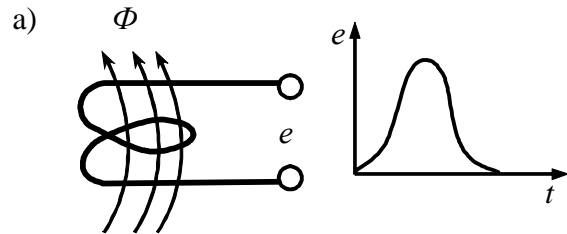
Зв'язок її з магнітною індукцією описується співвідношенням

$$E_x = S_H B,$$

де S_H – чутливість перетворювача при номінальному струмі живлення I . Прилад для виміру магнітної індукції B називається тесламетром.



а)



б)

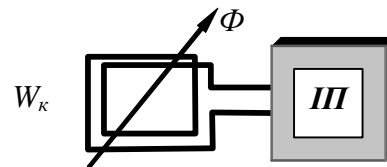
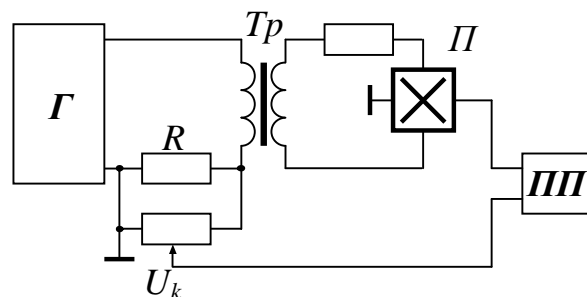


Рис. 5.28. вимірювання магнітних величин:
а – індукційний метод;
б – схема веберметра.



б)

Рис. 5.29. а – до пояснення ефекту Холла;

б – приведена спрощена схема тесламетра з перетворювачем Холла (ПХ)

На рис. 5.29, б приведена спрощена схема тесламетра з перетворювачем Холла (ПХ). Перетворювач Холла живиться струмом від генератора через трансформатор Tr . ЕРС Холла вимірюють компенсаційним методом. Компенсуюча напруга U_k , що знімається з резистора R і ЕРС Холла E_x подаються в протифазі на порівнюючий пристрій III . Переміщенням движка резистора R , шкала якого проградуєвана в одиницях вимірюваної індукції, домагаються нульового показання порівнюючого пристрою. Оскільки компенсаційне коло і перетворювач Холла живляться від того самого генератора, виключається похибка від нестабільності частоти і вихідної напруги генератора.

За описаною схемою виконаний і випускається промисловістю тесламетр типу *Ш1-8*, призначений для виміру індукції постійних магнітних полів у діапазоні $0,01 - 1,6$ Тл, основна похибка приладу не перевищує $\pm 2\%$.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення абсолютній, відносній і приведений погрешностям.
2. Чим відрізняються виміри методами безпосередньої оцінки і порівняння.

3. У чому полягає розходження понять "погрішність засобів виміру" і "погрішність виміру"?
4. У чому різниця між точністю і чутливістю приладу?
5. У чому полягає непрямий метод виміру? Приведіть приклади непрямих вимірів.
6. У якій частині шкали приладу з рівномірною шкалою відносна погрішність виміру буде найбільшою?
7. Якої системи вимірювальні прилади найменше піддані впливу зовнішніх магнітних полів?
8. Якої системи прилади можуть бути використані в якості ватметрів?
9. Поясніть принцип дії і призначення окремих деталей магнітоелектричного вимірювального механізму.
10. Поясніть принцип дії і призначення окремих деталей електромагнітного вимірювального механізму.
11. Поясніть принцип дії і призначення окремих деталей електродинамічного вимірювального механізму.
12. Поясніть особливості конструкції логометрів.
13. Зобразіть умовні позначки, що приводяться на шкалах приладів магнітоелектричної, електромагнітної й електродинамічної систем.
14. Зобразіть електричні схеми ввімкнення приладу із шунтом і додатковим опором.
15. Намалюйте електричну схему ввімкнення електродинамічного ватметра в коло однофазного струму.
16. З яких елементів складається вимірювальна система?
17. Поясніть принцип дії електронно-променевого осцилографа.
18. Які перетворювачі застосовуються для виміру неелектричних величин?
19. Поясніть, як визначити межі виміру і ціну розподілу ватметра.
20. Поясніть, у яких випадках вимірюють активну потужність трифазного споживача одним, двома і трьома ватметрами.
21. Накресліть мостову схему виміру опорів і запишіть умову рівноваги моста.
22. Як розширюють межі виміру вимірників струму і напруги в колах постійного і перемінного струмів?
23. Як за допомогою двох ватметрів вимірити в трифазному трипровідному колі активну і реактивну потужності приймача?
24. Як усувається в омметрах вплив мінливості напруги джерела живлення на точність виміру?
25. У яких відомих вам приладах застосовують логометричний вимірювальний механізм?
26. Поясніть принцип роботи цифрових вимірювальних приладів із квантуванням за часом.

ВВЕДЕННЯ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІКУ

§ 6.1. Електромеханіка та суспільство

Рівень розвитку матеріальної культури людського суспільства в першу чергу визначається створенням і використанням джерел енергії. Застосування пари, а в останні 100 років електрики, зробило технічну революцію в промисловості і вплинуло на розвиток соціальних відносин.

Майже вся електрична енергія (на долю хімічних джерел приходиться незначна частина) виробляється електричними машинами. Але електричні машини можуть працювати не тільки в генераторному режимі, але й у руховому, перетворюючи електричну енергію в механічну. Володіючи високими енергетичними показниками і меншими, в порівнянні з іншими перетворювачами енергії, витратами матеріалів на одиницю потужності, екологічно чисті електромеханічні перетворювачі мають величезне значення.

Електротехнічна промисловість повинна забезпечити виготовлення електричних машин і іншого устаткування для енергетики й інших галузей народного господарства. Для передачі, розподілу і використання електричної енергії потрібно на кожну одиницю встановленої потужності на електростанціях виготовити п'ять-шість одиниць потужності трансформаторів і електричних двигунів. До 1917 року в Росії було усього кілька невеликих електротехнічних заводів (на Україні жодного). В даний час у галузі нараховується велика кількість великих заводів і науково-виробничих об'єднань. Найбільшими науково-виробничими об'єднаннями, що мають міжнародну популярність, є "Електросила" (м. Санкт-Петербург, Росія), "Динамо" (м. Москва, Росія), "Запоріжтрансформатор" (м. Запоріжжя), "Уралелектротяжмаш" (м. Екатеринбург, Росія), "Електротяжмаш" (м. Харків), "ДЕМЗ" (м. Дніпропетровськ) та багато інших. Електротехнічна промисловість у світі випускає в рік десятки мільйонів електричних машин для всіх галузей народного господарства. Електричні машини працюють у космосі і глибоко під землею, в океані й активній зоні атомних реакторів, у тваринницьких приміщеннях і медичних кабінетах. Без перебільшення можна сказати, що електромеханіка визначає технічний прогрес у більшості основних галузей промисловості.

Колосальний ріст вироблення електроенергії може бути забезпечений тільки при зростанні потужності турбо- і гідрогенераторів, встановлених на теплових і гідравлічних станціях. Одинична потужність теплових електростанцій досягла 4,8 млн. кВт, а сама велика гідростанція – Саяно-Шушенська – має потужність 6,6 млн. кВт. На теплових і атомних електростанціях, в якості генераторів застосовуються швидкохідні електричні машини – турбогенератори з частотою обертання 3000 і 1500 об/хв. На гідростанціях працюють тихохідні генератори електричної енергії – гідрогенератори. За останні роки вдалося практично в тих самих габаритах збільшити потужність турбогенераторів у 10 разів. Це стало можливим головним образом у результаті поліпшення охолодження ма-

шини. Спочатку як охолодне середовище застосовувалося повітря, потім вода, а в останніх конструкціях внутрішнє охолодження провідників обмотки здійснюється водою чи воднем. В даний час освоєно серійний випуск турбогенераторів потужністю 500 і 800 МВт (рис. 6.1). Для атомних електростанцій освоєно випуск турбогенераторів потужністю 1000 МВт із частотами обертання 1500 і 3000 об/хв і потужністю 1600 МВт на 1500 об/хв. Це самі великі й економічні енергетичні установки, створені людиною. Коефіцієнт корисної дії турбогенератора потужністю 1200 МВт – 99,2 %.

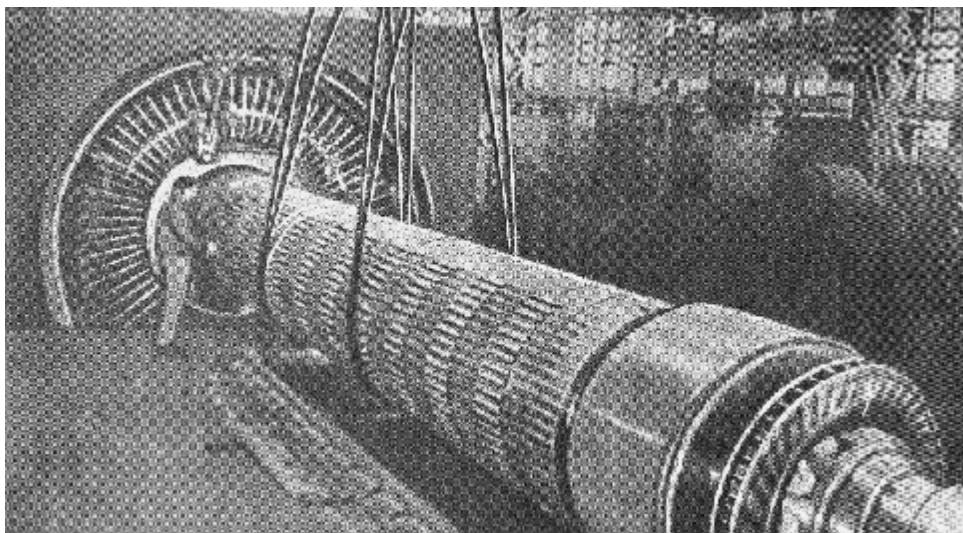


Рис. 6.1. Зборка турбогенератора потужністю 1200 МВт.

Резерви підвищення потужності турбогенераторів збільшуються при застосуванні обмоток зі зверхпровідникових сплавів, що працюють при температурі, близької до 4 К, коли активний опір практично дорівнює нулю. Використання явища надпровідності дозволить довести одиничну потужність електричних машин до 2 – 3 млн. кВт. В даний час створений кріотурбогенератор потужністю 20 МВ·А, 3000 об/хв і ведуться роботи зі збільшення потужності кріотурбогенераторів.

Для передачі і розподілу електроенергії потрібні трансформатори, автотрансформатори і реактори. На основі досягнень радянських електротехніків у Запорозжжі були розроблені і виготовлені трансформатори для передачі величезних енергетичних потужностей на великі відстані при напругах 1150 кВ змінного струму і 1500 кВ постійного струму.

У СРСР випускався самий могутні у світі автотрансформатор типу АОДЦТ-667000/1150/500, призначений для зв'язку електричних мереж змінного струму напругою 1150 і 500 кВ. Номінальна потужність автотрансформатора 667 000 кВ·А. Унікальними установками є трансформатори, призначені для роботи на електростанціях у якості підвищувальних у блоці з турбогенераторами 1000 і 800 МВт. Трансформаторні заводи країни випускають реактори, спеціальні трансформатори, комплектні трансформаторні підстанції й інші пристрої, що забезпечують надійну роботу енергосистем і електропостачання споживачів електроенергією.

Більше двох третин електроенергії, що виробляється на електростанціях, перетворюється різними електроприводами в механічну енергію. Електричні двигуни постійного і змінного струму будуються на потужності від часток вата до десятків тисяч кіловат, на напруги від декількох вольтів до десятків ківольтів. Частоти обертання охоплюють діапазон від одного обороту в добу до 500 000 об/хв. Випускаються двигуни, що забезпечують точні кутові і лінійні переміщення, що працюють при зміні частоти обертання в діапазоні 1 – 1000 і вище, які працюють при температурі, близької до абсолютного нуля, і 600 К, що працюють в агресивних середовищах, у вакуумі і при високих тисках. Електродвигуни мають незліченні конструктивні виконання. При створенні електродвигунів вдається вирішити майже всі проблеми, що ставляться промисловістю.

Електротехнічна промисловість у 70-х роках розробила електродвигуни вибухозахищеного виконання на 1140 В, що дозволило в 1,5 – 2 рази збільшити середньодобовий видобуток вугілля. Для кар'єрних і крокуючих екскаваторів виготовляються двигуни в так названому екскаваторному виконанні. Випускаються тягові двигуни для електровозів, які працюють у відкритих гірничих розробках. Для нафтової промисловості випускаються заглибні двигуни, що працюють при 90°C , і нагрівостійкі електробури. Створюються різні електродвигуни, що забезпечують надійну роботу агропромислового комплексу. Для побутового застосування випускається велика гама електричних машин, що забезпечує роботу холодильників, пирососів, пральних і інших побутових машин. Електричні двигуни широко використовуються в медичній техніці.

Особлива роль приділяється електричним машинам у космічній, авіаційній і морській техніці. Електричні машини, що працюють на пересувних установках, випускаються у великих кількостях. Ці машини повинні мати мінімальні габарити при високих енергетичних показниках і високій надійності. Окрему область електромеханіки складають електричні машини систем автоматичного керування, де електричні машини використовуються в якості датчиків швидкості, положення, кута і є основними елементами найскладніших навігаційних систем.

Неможливо для кожного замовника випускати окрему машину, тому електричні машини випускаються серіями. Тільки на території СРСР і країн Східної Європи електричні машини випускалися єдиними серіями, що дозволило уніфікувати різні види устаткування. Цей досвід у останній час активно переймається країнами ЄЕС і США. У нашій країні самою масовою серією електричних машин є загальпромислова серія асинхронних машин 4А. Серія включає машини потужністю від 0,06 до 400 кВт і виконана на 17 стандартних висотах осі обертання. На кожну з висот обертання випускаються двигуни двох потужностей, що відрізняються по довжині. На базі єдиної серії випускаються різні модифікації двигунів, що забезпечують технічні вимоги більшості споживачів. Великими серіями випускаються синхронні машини, машини постійного струму, мікромашини та трансформатори. Серійне виготовлення машин дозволяє модифікувати окремі вузли і деталі, застосовувати потокові автоматичні лінії і забезпечувати необхідний випуск електричних машин при мінімальних витра-

тах.

Серії електричних машин поновлюються протягом 8 – 10 років. Проектування серій має важливе значення для всього народного господарства і вимагає високої професійної підготовки наукових колективів. Незважаючи на нескінченну розмаїтість електричних машин вони поєднуються єдиною теорією електромеханічного перетворення енергії.

З 1992 р. у Росії розроблені і запущені у виробництво дві нові серії асинхронних машин RA і 5A, що відрізняються від існуючих зниженим рівнем шуму, більш високим ККД, і низкою інших поліпшених характеристик (На Україні розробок нових серій двигунів за останні 10 років не здійснювалося).

До основної проблеми в області електромеханіки варто віднести створення електричних машин, що використовують нові нетрадиційні джерела енергії. Зараз близько 80 % електроенергії виробляється на теплових електростанціях за рахунок спалювання органічного палива. Запаси нафти, газу і вугілля обмежені, і необхідно в найближчі роки значно зменшити частку органічного палива в паливному балансі країни. Електромеханічне перетворення енергії й у майбутньому буде основним в енергетиці, тому створення електрогенераторів, що використовують нові джерела енергії, є особливою турботою електромеханіків.

Дотепер практичне застосування знаходив один клас електричних машин – індуктивні, у яких електромеханічне перетворення енергії відбувається в магнітному полі. Електромеханічні перетворювачі, у яких одночасно йде перетворення енергії в електричному й електромагнітному полях, ще не знайшли застосування в промисловості. Створення таких електричних машин – одна з важких проблем електромеханіки.

Особливістю розвитку електромашинобудування в дійсний період є те, що подальше нарощування випуску електричних машин відбувається з урахуванням твердих вимог економії матеріалів, електроенергії і трудових ресурсів. Створення більш економічних, менш металоемних і більш технологічних електричних машин є першорядною задачею.

§ 6.2. Закони електромеханіки

Електромеханіка є одним з розділів фізики, у якому розглядається електромеханічне перетворення енергії. В електромеханічних перетворювачах – електричних машинах – здійснюється технічне застосування електромеханічного перетворення енергії. Електромеханіка є фундаментальною наукою, для якої можуть бути сформульовані закони. Таких законів - три.

Перший закон. *Електромеханічне перетворення енергії не може здійснюватися з ККД, рівним 100 %.*

Скрізь у навколишньому нас світі відбувається перетворення енергії за допомогою різних перетворювачів. І цей процес безупинний. Усі перетворювачі енергії можна розділити на прості і складні.

В простих перетворювачах енергія одного виду цілком перетвориться в енергію іншого виду. Прикладом такого перетворювача може служити електри-

чна піч, у якій електрична енергія цілком перетворюється в тепло.

В складних перетворювачах, а їх більшість, енергія одного виду перетворюється в енергію двох (рідше трьох чи декількох) видів. До складних перетворювачів відносяться перетворювачі світлової енергії в електричну, хімічній енергії – у механічну, ядерній енергії – в електричну та ін.

В складних перетворювачах звичайно є супутнє перетворення енергії в тепло. Говорячи про ККД, слід зазначити, що вкладається в поняття корисної дії. В електричних машинах енергія, що перетворюється в тепло, відноситься до втрат, і ККД є відношення електричної потужності, що віддається в мережу, до механічної (режим генератора) чи відношення корисної механічної до електричної потужності, що забирається з мережі (режим двигуна).

Електромеханічні перетворювачі енергії відносяться до складних перетворювачів, тому що електромеханічне перетворення енергії в них завжди супроводжується перетворенням електричної $P_{ел}$ чи механічної $P_{мех}$ енергії в теплову P_m (рис. 6.2). У самому загальному виді електричну машину (ЕМ) можна представляти як шестиполіусник із внутрішнім опором і двома електричними, двома механічними і двома тепловими виводами. При створенні ЕМ прагнуть зменшити втрати – потоки теплової енергії, що приводить до зменшення габаритів і здешевленню електромеханічних перетворювачів. Зараз створено електричні машини з ККД, рівним 99%, а в трансформаторах ККД досягав 99,8 %. Такі високі ККД є винятковим технічним досягненням. Варто мати на увазі, що високі ККД мають в електричних машинах великої потужності. У ТМ невеликої потужності ККД може складати усього кілька відсотків, тобто велика частина механічної чи електричної енергії в таких машинах перетворюються в тепло.

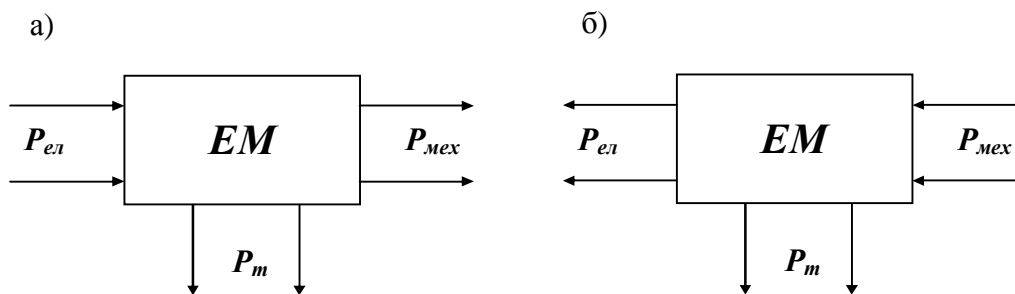


Рис. 6.2. Напрямок потоків енергії в електричній машині:
а – двигунний режим; б – генераторний режим

Не можна створити електричну машину, в якій вся енергія перетворювалася б з електричної в механічну чи, навпаки, з механічної в електричну, а перетворення енергії в тепло було відсутнє би. Щоб не було в електричній машині перетворення енергії в тепло, машина повинна бути виконана без сталі, з зверхпровідниковими обмотками і без механічних втрат. Такий електротехнічний пристрій побудувати можна. Однак воно буде не електромеханічним перетворювачем, а накопичувачем енергії.

Другий закон. *Всі електричні машини оборотні, тобто вони можуть працювати як у руховому, так і в генераторному режимі.*

Робота електричної машини в двох режимах є найважливішою перевагою електромеханічних перетворювачів перед іншими перетворювачами енергії (паровими турбінами, дизелями; реактивними двигунами і т.п.). Та сама машина може працювати й у руховому, і генераторному режимі. Наприклад, двигун електровоза при прискоренні складу забирає енергію з мережі і працює в руховому режимі, а при гальмуванні – віддає електричну енергію в мережу, працюючи в генераторному режимі. Режим роботи електричної машини залежить від моменту опору на її валу.

Якщо електрична енергія споживається з мережі, електрична машина працює в режимі двигуна (див. рис. 6.2, а). Якщо потік механічної енергії, що надходить через вал, перетвориться в потік електромагнітної енергії, установлюється генераторний режим роботи (див. рис. 6.2, б). В індуктивних електричних машинах обмотки статора, ротора зв'язані магнітним полем. Щоб здійснювався зв'язок обертових обмоток з нерухомими за допомогою змінних чи постійних струмів, у повітряному зазорі машини створюється обертове магнітне поле. Щоб одержати обертове поле при наявності постійного струму, необхідно обертати обмотку, у якій протікає постійний струм. При визначеному розташуванні обмоток у просторі і при визначеному зсувенні струмів у часі відносно один одного при нерухомих обмотках можна в зазорі машини одержати обертове поле.

Для створення магнітного поля в машинах змінного струму потрібно реактивна потужність. В обмотках машини змінного струму протікають активні і реактивні струми. Реактивні струми створюють обертове магнітне поле, а активні складові струмів визначають активну потужність машини. Реактивна потужність у сталому режимі може надходити як з боку статора, так і з боку ротора чи по обидва боки машини одночасно. Напрямки активних і реактивних потоків енергії незалежно від режиму роботи електричної машини можуть збігатися чи бути зустрічними. Це значить, що активна потужність може надходити з боку статора, а реактивна – з боку ротора і навпаки.

Третій закон. *Електромеханічне перетворення енергії здійснюється полями, нерухомими відносно один одного.*

Нерухомі відносно один одного поля ротора і статора в повітряному зазорі машини створюють результуюче поле та електромагнітний момент

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_c}$$

де ω_c – кутова частота поля; P_{em} – електромагнітна потужність – потужність магнітного поля, сконцентрована в повітряному зазорі.

Поля, нерухомі відносно один одного, створюють M_{em} , а поля, що переміщуються в повітряному зазорі відносно один одного, створюють потік теплової енергії, побічно впливаючи на розподіл потоків механічної й електричної

енергії. Збільшення втрат у машині приводить до зниження ККД.

Обмотки електричних машин виконуються таким чином, що при протіканні по них струмів у повітряному зазорі створюється обертове магнітне поле. При проектуванні електричних машин прагнуть одержати в повітряному зазорі кругове поле, що містить тільки одну гармоніку. Таке поле називається також синусоїдальним.

Обертове поле може бути створено двохфазною системою струмів, якщо нерухомі обмотки зсунені в просторі на 90° , трифазною системою струмів – при зсуванні обмоток у просторі на 120° і струмів у часі на 120° . У загальному випадку обертове поле створюється m -фазною системою струмів при зсуванні обмоток у просторі на $360^\circ/m$ і струмами зі зрушенням у часі на $360^\circ/m$. Обертове поле може також створюватися і постійним струмом. При цьому обмотка, що обтікається постійним струмом, повинна обертатися.

Тому що електромеханіка є частиною фізики, до електричних машин застосовні всі основні закони фізики. До них у першу чергу відносяться закони збереження енергії, повного струму, закон Ома та ін. В основі рівнянь, що описують перетворення енергії в електричних машинах, лежать рівняння Максвелла і Кирхгофа.

§ 6.3. Класифікація електричних машин

Електричні машини класифікуються за призначенням, роду струму, принципу дії, потужності, частоті обертання.

Класифікація по призначенню. Електричні машини по призначенню підрозділяють на наступні види.

Електромашинні генератори – перетворюють механічну енергію в електричну. Їх встановлюють на електричних станціях і різних транспортних установках: автомобілях, літаках, тепловозах, кораблях, пересувних електростанціях та ін. В ряді випадків генератори використовують як джерела живлення в установках зв'язку, пристроях автоматики, вимірювальної техніки й ін.

Електричні двигуни перетворюють електричну енергію в механічну; вони приводять в обертання різні машини, механізми і пристрої, що застосовуються в промисловості, сільському господарстві, зв'язку, на транспорті, у військовій справі і побуті. У сучасних системах автоматичного керування їх використовують у якості виконавчих, регулюючих і програмуючих органів.

Електромашинні перетворювачі перетворюють змінний струм у постійний і, навпаки; змінюють значення напруги, змінного і постійного струму, частоту, число фаз та ін. Останнім часом роль електромашинних перетворювачів істотно зменшилася внаслідок застосування статичних напівпровідникових перетворювачів.

Електромашинні компенсатори здійснюють генерування реактивної потужності в електричних установках для поліпшення енергетичних показників джерел і приймачів електричної енергії.

Електромашинні підсилювачі використовують для керування об'єктами великої потужності за допомогою електричних сигналів малої потужності, подаваних на їх обмотки керування (збудження).

Електричні машини невеликої потужності до 600 Вт називають *мікромашинами*. Їх широко застосовують в автоматичних пристроях і в електропобутових приладах. По призначенню електричні мікромашини автоматичних пристроїв підрозділяються на наступні групи:

Силові мікродвигуни приводять в обертання різні механізми автоматичних пристроїв, самописних приладів, побутової техніки й ін.

Керовані (виконавчі) двигуни перетворюють електричний сигнал, що підводиться до них у механічне переміщення вала, тобто, відпрацьовують визначені команди.

Тахогенератори перетворюють механічне обертання вала в електричний сигнал – напругу, пропорційну частоті обертання вала.

Оберткові трансформатори дають на виході напругу, пропорційну тієї чи іншої функції кута повороту ротора, наприклад синусу чи косинусу цього кута або самому куту.

Машини синхронного зв'язку (сельсини, магнесини) здійснюють синхронний і синфазний поворот чи обертання декількох механічно не зв'язаних між собою осей.

Мікромашини гіроскопічних приладів (гіроскопічні двигуни, датчики кута, датчики моменту) здійснюють обертання роторів гіроскопів з високою частотою і корекцію їхнього положення.

Електричні мікромашини перших двох груп часто називають *силовими*, а третьої – п'ятої груп – *інформаційними*.

Класифікація по роду струму і принципу дії. Електричні машини по роду струму поділяють на машини змінного і постійного струму.

Машини змінного струму в залежності від принципу дії та особливостей електромагнітної системи підрозділяють на трансформатори, асинхронні, синхронні і колекторні машини.

Трансформатори широко застосовують для перетворення напруги в системах передачі і розподілу електричної енергії, у випрямних установках, пристроях зв'язку, автоматики й обчислювальної техніки, а також при електричних вимірах (вимірювальні трансформатори) і функціональних перетвореннях (оберткові трансформатори).

Асинхронні машини використовують головним чином як електричні двигуни трифазного струму. Простота пристрою і висока надійність дозволяють застосовувати їх у різних галузях техніки для привода верстатів, вантажопідйомних та землерийних машин, компресорів, вентиляторів і ін. У різних системах широко використовують одно- і двофазні керовані асинхронні двигуни, асинхронні тахогенератори, а також сельсини.

Синхронні машини застосовують як генератори змінного струму промислової частоти на електричних станціях, а також як генератори підвищеної частоти в автономних джерелах живлення (на кораблях, літаках і т.п.). В електрич-

них приводах великої потужності використовують синхронні електродвигуни. У пристроях автоматики широко застосовують різні синхронні машини малої потужності (реактивні, з постійними магнітами, гістерезисні, індукторні й ін.).

Колекторні машини змінного струму використовують порівняно рідко і головним чином як електродвигуни. Вони мають складну конструкцію і вимагають ретельного догляду. В електропобутових приладах застосовують універсальні колекторні двигуни, що працюють як на постійному, так і на змінному струмі.

Машини постійного струму застосовують головним чином як електродвигуни в пристроях електропривода, що вимагають регулювання частоти обертання в широких межах (залізничний і морський транспорт, прокатні стани, електротрансмисії великовантажних автомобілів, вантажопідйомні і землерійні машини, складні металообробні верстати й ін.), а також у випадках, коли джерелами електричної енергії для живлення електродвигунів служать акумуляторні батареї (стартерні двигуни, двигуни підводних човнів, космічних кораблів та ін.)

Генератори постійного струму часто застосовують для живлення пристроїв зв'язку, зарядки акумуляторних батарей, як основні джерела живлення на транспортних установках (автомобілях, літаках, тепловозах, пасажирських вагонах). Однак останнім часом генератори постійного струму замінюють генераторами змінного струму, що працюють разом з напівпровідниковими випрямлячами.

У системах автоматичного регулювання машини постійного струму широко використовують у якості електромашинних підсилювачів, виконавчих двигунів і тахогенераторів.

§ 6.4. Номінальні дані електричних машин

Кожна електрична машина має паспортну табличку, яка вибита на металевій пластині (шильдику) і прикріплена до корпусу. У цій табличці зазначено тип машини і її номінальні дані, що характеризують основні енергетичні показники й умови роботи, на які вона розрахована.

Номінальні дані. До них відносяться: потужність, напруга, струм, частота обертання, частота змінного струму, коефіцієнт корисної дії (ККД), число фаз, коефіцієнт потужності і режим роботи (тривалий, короткочасний і т.п.). У паспортній табличці приводяться також назва заводу-виготовлювача, рік випуску, клас ізоляції і додаткові дані, необхідні для монтажу й експлуатації машини (маса, схема ввімкнення обмоток та ін.).

Термін “номінальний” можна застосовувати і до величин, які не приведені у паспортній табличці, але стосуються її номінального режиму, наприклад номінальний обертаючий момент, номінальне ковзання й ін.

Номінальною потужністю електричної машини називають потужність, на яку розрахована дана машина за умовами нагрівання і безаварійної роботи протягом установленого терміну служби. Для електричних двигунів під номі-

нальною потужністю розуміють корисну механічну потужність на валу, виражену у ватах чи кіловатах; для генераторів постійного струму – корисну електричну потужність на затискачах машини (у ватах чи кіловатах); для генераторів змінного струму – повну електричну потужність на затискачах (у вольт-амперах чи кіловольт-амперах). Номінальні потужності усіх видів електричних машин і трансформаторів стандартизовані; точно так само стандартизовані номінальні частоти обертання електричних машин.

Електричні машини можуть працювати і при неномінальних умовах (зменшення чи збільшення потужності, напруги і струму та ін.). Однак при роботі в цих умовах енергетичні показники машини відрізняються від паспортних даних. При навантаженнях, менших номінальної, ККД і коефіцієнт потужності машини менше номінальних. При навантаженнях, більш номінальної, з'являється небезпека надмірного підвищення температури частин електричної машини, у першу чергу її обмоток, що може привести до передчасного виходу з ладу ізоляції обмоток і, отже, усієї машини. Максимально припустима температура обмотки залежить від властивостей застосовуваної ізоляції (її класу) і терміну служби машини і складає від 105°C до 180°C . Гранично припустимі температури різних частин обмоток регламентуються стандартами (ДСТ), що мають силу законів.

У ДСТ на електричні машини і трансформатори включаються також інші нормативні матеріали, які головним чином, визначають припустимі короткочасні перевантаження і методи іспиту машини й окремих її частин, а також основні умови експлуатації машини даного типу. Матеріали, що включаються в ДСТ, перевірені багаторічною практикою виробництва й експлуатації, тобто мають статистичне обґрунтування.

Експлуатація і виробництво нових видів електричних машин нормуються технічними умовами, які погоджують і затверджують організації, що проектують, виготовляють і експлуатують дані машини. Електричні машини є оборотними (другий закон електромеханіки), тобто вони можуть працювати й у генераторному, і в руховому режимах. Точно так само в електромашинному перетворювачі і трансформаторі напрямок перетворення електричної енергії може бути змінено на зворотний. Однак машини, що випускаються електропромисловістю звичайно призначаються для кращої роботи в якомусь одному режимі. Це дозволяє краще пристосувати машину до вимог експлуатації, не роблячи її надмірно важкою і дорогою.

Вимоги до напруги. Електричні машини випускають на стандартні напруги, погоджені зі стандартними напругами електричних мереж. Стандартні напруги генераторів приблизно на 5...10% вище, ніж двигунів; наприклад, якщо стандартна напруга двигуна 220 В, та стандартна напруга генератора – 230 В і т. п. Різниця в стандартних напругах двигунів і генераторів обумовлена втратами напруги в електричних мережах, до яких підключені генератори і двигуни. У трансформаторах стандартні напруги на первинних обмотках приймаються рівними "руховим", а на вторинних обмотках – "генераторним".

Машини змінного струму призначені, як правило для роботи із синусої-

дальною напругою, симетричні по фазах. Неминучі відхилення від цих умов регламентуються ДСТ. Так, наприклад, тривалі відхилення за значенням напруги в мережі, що живить силове устаткування, не повинні перевищувати – 5% і +10%; коефіцієнт перекручування синусоїдальної кривої повинний бути не більше 5% і т.п. Машини, що працюють разом з вентильними перетворювачами, звичайно мають несинусоїдальні напругу і струм, що викликає в них додаткові втрати енергії і підвищує температуру обмоток і магнітопроводу машини. Режимми роботи таких машин регламентовані спеціальними технічними умовами.

§ 6.5. Вимоги, що висуваються до електричних машин

Електричні машини повинні мати високу надійність роботи, гарні енергетичні показники (ККД і коефіцієнт потужності), по можливості мінімальні габаритні розміри, масу і вартість. Вони повинні бути простими по конструкції, нескладними у виготовленні і зручними в обслуговуванні й експлуатації.

Загальні технічні вимоги. Такі вимоги для машин загальпромислового застосування сформульовані в спеціальному ДСТ, а для машин спеціального виконання – у відповідних ДСТ, що враховують специфічні умови роботи цих машин.

Кожна електрична машина розрахована на роботу за певних умов експлуатації: режимі навантаження, допустимих перевантаженнях, напрузі, частоті змінного струму, частоті обертання, температурі навколишнього середовища, висоті над рівнем моря, вологості та ін. При цьому машина повинна розвивати номінальну потужність і працювати без аварій і ушкоджень протягом установленого часу (звичайно протягом часу між періодичними ремонтами).

Надійність роботи машини забезпечується шляхом закладки достатніх запасів при проектуванні, застосування високоякісної технології виготовлення і правильної експлуатації (роботи машини в режимах, для яких вона спроектована, і своєчасного виконання профілактичних ремонтів).

В основному електричні машини великої, середньої і малої потужності працюють як перетворювачі енергії (двигуни, генератори, трансформатори, електромашинні перетворювачі). Тому для зменшення експлуатаційних витрат важливе значення мають енергетичні показники машин: ККД і коефіцієнт потужності. При проектуванні електричної машини шляхом оптимального вибору її основних параметрів і електромагнітних навантажень прагнуть одержати максимальні значення ККД і коефіцієнта потужності при номінальному навантаженні. Однак ці значення зв'язані певним чином з номінальною потужністю машини, тому чим менше номінальна потужність електричної машини, тим менше її ККД і коефіцієнт потужності.

Контрольні запитання

1. Чим можна об'єднати перший та другий закони електромеханіки?
2. Дайте пояснення законам електромеханіки?
3. Як класифікують електричні машини по роду струму, за призначенням, за принципом дії?
4. Які параметри відносяться до номінальних?
5. Чим обмежується максимально припустима температура обмоток? Що розуміють під поняттям "номінальна потужність" для генераторів та для двигунів?
6. Що таке – номінальна потужність?
7. Які висуваються вимоги до напруги живлення?
8. Чим визначаються вимоги що висуваються до електричних машин?

ТРАНСФОРМАТОРИ

§ 7.1. Загальні відомості

Великі електричні станції будують ближче до джерел палива чи на базі водяної енергії рік; іноді електростанції відстоять від промислових районів, що споживають електроенергію, на десятки і навіть на сотні кілометрів.

Як відомо, при передачі електричної енергії потужністю $S = I \cdot U$ частина її ($P = I^2 r$) губиться в проводах (переходить у теплову енергію). Очевидно, для зменшення цих втрат передачу енергії необхідно здійснювати при більш високій напрузі U , що приведе до зменшення величини струму при даній потужності.

7.1.1. Призначення трансформаторів

За допомогою трансформаторів підвищується чи знижується напруга, змінюється число фаз, у деяких випадках перетворюється частота змінного струму. Можливість передачі електричних сигналів від однієї обмотки до іншої за допомогою взаємодукції була відкрита *М. Фарадеєм* у 1831 р.: при зміні струму в одній з обмоток, намотаної на сталевий магнітопровід, в іншій обмотці індукуються ЕРС. Однак перший, практично працюючий трансформатор, створив відомий винахідник *П. Н. Яблучков* (1847 – 1897 р.р) у співдружності з *И. Ф. Усагиним* у 1876 р. Це був двообмотковий трансформатор з розімкнутим магнітопроводом.

Для розвитку трансформаторобудування і взагалі електромашинобудування велике значення мали роботи проф. *А. Г. Столетова* (1839 – 1896) по дослідженню магнітних властивостей сталі і розрахунку магнітних ланцюгів.

Важлива роль у розвитку електротехніки належить *М. О. Доливо-Добровольському*, який розробив основи теорії багатофазних і, зокрема, трифазних змінних струмів та створив перші трифазні електричні машини і трансформатори. Трифазний трансформатор сучасної форми з паралельними стержнями, розташованими в одній площині, був винайдений їм у 1891 р. З тих пір відбувалося подальше конструктивне удосконалення трансформаторів, зменшувалася їхня маса і габарити, підвищувалася економічність.

7.1.2. Області застосування трансформаторів

Трансформатори широко використовують для наступних цілей:

1. У системах передачі і розподілу електричної енергії. На електростанціях генератори змінного струму виробляють електричну енергію при напрузі 6...24 кВ. Передавати електроенергію на далекі відстані вигідно при великих напругах, тому на кожній електростанції встановлюють трансформатори, що підвищують напругу. В даний час для високовольтних ліній електропередачі застосовують силові трансформатори з масляним охолодженням напругою 330, 500 і 750 кВ, потужністю до 1200...1600 МВ·А. У зв'язку з будівництвом далеких

ліній електропередач напругою 1150 кВ змінного струму, електропромисловість створила трансформаторні групи, що складаються з трьох однофазних трансформаторів потужністю 667 М·А, а для ліній 1500 В постійного струму – дванадцятифазні перетворюючі блоки з чотирьохобмотковими трансформаторами загальною потужністю 1500 МВ·А. ККД таких трансформаторів складає 98...99% і вище.

Електрична енергія розподіляється між промисловими підприємствами і населеними пунктами, у міста і сільські місцевості, а також усередині промислових підприємств по повітряним і кабельним лініях при напрузі 220, 110, 35, 20, 10 і 6 кВ. Отже, в вузлах розподільних мереж повинні бути встановлені трансформатори, що знижують напругу. Крім того понижуючі трансформатори варто встановлювати в пункту споживання електроенергії, тому що більшість електричних споживачів змінного струму працює при напругах 220 380 і 660 В. Таким чином, електрична енергія при передачі від електричних станцій до споживачів (рис. 7.1) піддається у трансформаторах багаторазовому перетворенню (3...5 разів). Застосовувані для цих цілей трансформатори можуть бути одна і трифазними, дво- і триобмотковими.

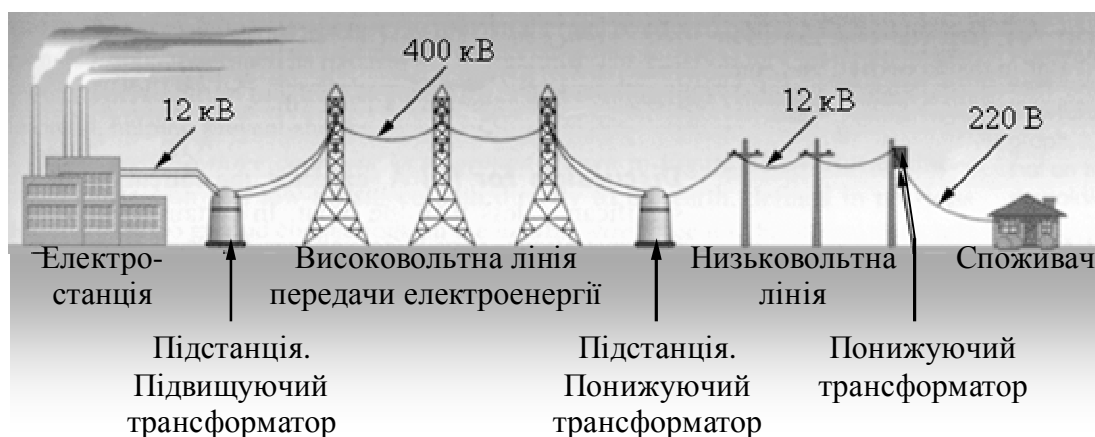


Рис. 7.1. Передача електроенергії від електростанції до споживачів.

2. У перетворюючих пристроях для забезпечення потрібної схеми ввімкнення вентилів і узгодження напруг на вході і виході перетворювача. У вентильних перетворювачах, що випрямляють змінний струм, та перетворюють його з постійного в змінний (інвертори), відношення напруг на вході і виході залежить від схеми ввімкнення вентилів. Тому якщо на вхід перетворювача подається стандартна напруга, то на виході – нестандартна. Для усунення цього недоліку вентильні перетворювачі, як правило, постачають трансформаторами, що забезпечують стандартну вихідну напругу при прийнятій схемі ввімкнення вентилів. Крім того, ряд схем ввімкнення вентилів вимагає обов'язкового застосування трансформатора. Трансформатори, які застосовувані для цієї мети, називають перетворюючими. Їхня потужність досягає тисяч кіловольт-амперів, напруга 110 кВ; вони працюють при частоті 50 Гц і більш. Розглянуті трансформатори виконують одно-, трьох- і багатофазними з регулюванням вихідної напруги в широких межах і без регулювання. Останнім часом для збудження потужних турбо- і гідрогенераторів, електроприводу та інших цілей усе ширше починають застосовувати трансформатори з природним повітряним охолодженням напругою 3...24 кВ і потужністю 133...6300 кВ·А. Завдяки використанню в цих трансформаторах нової теплостійкої ізоляції вдається підвищити їхню навантажувальну здатність і в 1,3...1,5 разів, скоротити масогабаритні показники в порівнянні з трансформаторами з масляним охолодженням.

3. У різних електротехнологічних установках для технологічних цілей: зварювання (зварювальні трансформатори), живлення електротермічних установок (електропечні трансформатори) та ін. Потужність їх досягає десятків тисяч кіловольт-ампер при напрузі до 10 кВ; вони працюють звичайно при частоті 50 Гц.

4. У пристроях зв'язку, автоматики і телемеханіки, електропобутових приладів, для живлення ланцюгів радіо- і телевізійної апаратури; узгодження напруг і т.п. Трансформатори, що використовують в цих пристроях, мають малу потужність (від декількох вольт-

амперів до декількох кіловольт-амперів), невисоку напругу, працюють при частоті 50 Гц і більш. Їх виконують дво-, три- і багатообмотковими; умови роботи, вимоги, що висуваються до них, і принципи проектування дуже специфічні.

5. В електровимірювальних пристроях для ввімкнення електровимірювальних приладів в електричні ланцюги високої напруги або в ланцюги, по яких проходять великі струми, з метою розширення меж виміру і забезпечення електробезпечності. Трансформатори, що застосовуються для цієї мети, називають вимірювальними. Вони мають порівняно невелику потужність, обумовлену потужністю, що споживається електровимірювальними приладами, реле та ін.

§ 7.2. Будова, принцип роботи трансформатора, основні визначення

Трансформатором називається статичний пристрій, що має дві або декілька індуктивно зв'язаних обмотки, та призначений для перетворення однієї чи декількох систем змінного струму з одними параметрами (струм, напруга й ін.) в іншу або декілька інших систем змінного струму з іншими параметрами.

З цього визначення випливає, що робота трансформатора основана на електромагнітній взаємодії двох або декількох нерухомих у просторі контурів.

7.2.1. Будова трансформатора

Силкові трансформатори виготовляються однофазними і трифазними (рис. 7.2).

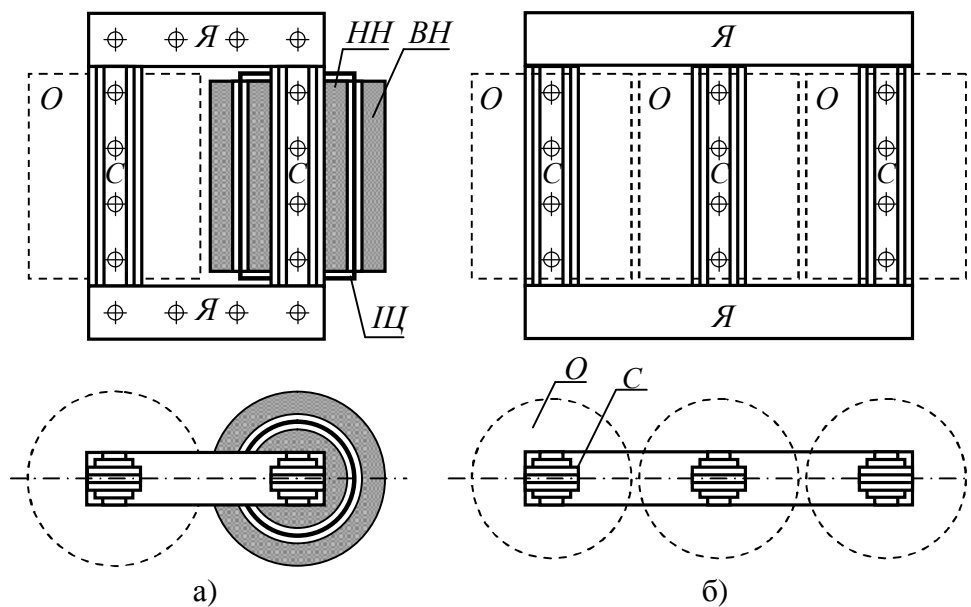


Рис. 7.2. Однофазний (а) та трифазний (б) трансформатор

Сучасні силкові трансформатори у конструктивному відношенні можна розділити на ряд систем.

Розрізняють:

- 1) магнітну систему;
- 2) систему обмоток;
- 3) систему охолодження;

4) допоміжну систему, в яку включають пристрій регулювання напруги, а також контрольні та захисні пристрої.

В сухих трансформаторах допоміжна система, як правило, відсутня, тобто відсутні контрольні захисні пристрої, а систему охолодження не можна виділити як окремий конструктивний елемент.

Масляні трансформатори, як правило, містять усі перераховані вище системи.

На рис. 7.3 приведений загальний вид трифазного трансформатора з масляним охолодженням типу ТМ-320 (1 – термометр; 2 – порцелянові ізолятори (виводи обмотки ВН); 3 – виводи обмотки НН; 4, 6 – пробки для заливки масла; 5 – вказівник рівня трансформаторного масла; 7 – розширник; 8 – магнітопровід; 9 – обмотка НН; 10 – обмотка ВН; 11 – пробка для випуску масла; 12 – бак для масла; 13 – радіаторні трубки).

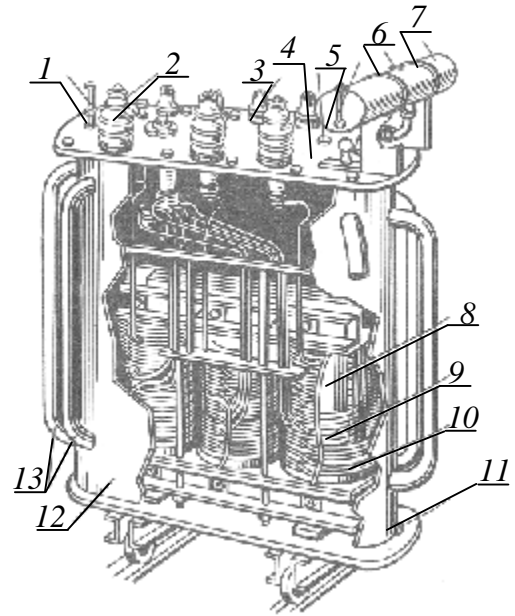


Рис. 7.3. Загальний вид трифазного трансформатора з масляним охолодженням та трубчастим баком

Магнітна система (магнітопровід) служить для локалізації магнітного потоку в трансформаторі. Більшість типів магнітних систем можна чітко розділити на окремі конструктивні елементи, тобто розрізняють: *стержні* – це елементи магнітної системи, на яких розташовуються обмотки; *ярма* – частина магнітної системи без обмоток, що забезпечує замкнутість магнітопроводу.

По взаємному розташуванню стержнів і ярем розрізняють *плоскі* та *просторові* магнітні системи.

Більшість сучасних силових трансформаторів, що серійно випускаються вітчизняною промисловістю, мають плоску магнітну систему.

Силові трансформатори по конструкції плоскої магнітної системи поділяються на наступні типи:

- 1) стержневі трансформатори;
- 2) броньові трансформатори;
- 3) бронестержневі трансформатори.

Схематично ці магнітні системи наведені на рис. 7.4.

Особливості кожної з магнітних систем складаються у наступному:

- стержневий трансформатор не має бічних ярем;
- броньовий трансформатор має бічні ярма для кожного зі стержнів;
- бронестержневий трансформатор має бічні ярма тільки для крайніх стержнів.

Магнітна система силових трансформаторів набирається з листів електротехнічної сталі. Використовується холоднокатана текстурована сталь марок

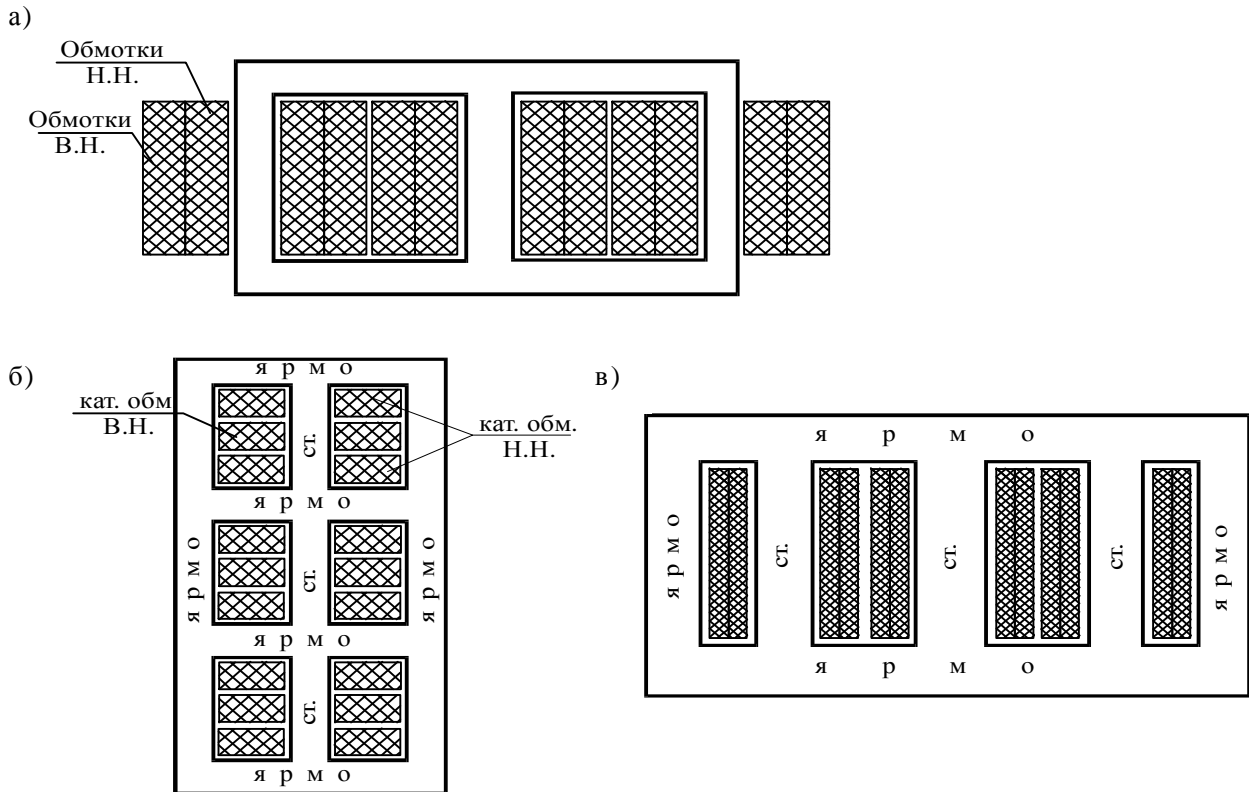


Рис.7.4. Магнітопроводи трифазних трансформаторів:

- а – трифазний стержневий трансформатор з концентричними обмотками;
- б – трифазний броньовий трансформатор з обмотками, що чергуються;
- у – трифазний бронестержневий трансформатор з концентричними обмотками

3404, 3405...3408 з товщиною листів 0,35 або 0,5 мм. Після штампування листів наноситься межлистова ізоляція у вигляді лакового покриття або плівки окислів (оксидні та фосфатні плівки), що одержуються спеціально термічною обробкою листів сталі.

Після зборки магнітопроводу, листи сталі пресуються і стягуються. В трансформаторах малої потужності – ярмовими балками; у трансформаторах великої потужності – бандажами з склострічки.

Стрижні силових трансформаторів мають у поперечному перерізі форму східчастого багатокутника, вписаного в коло (рис. 7.5).

Чим більше потужність та габарити трансформатора, тим більше ступіней у поперечному перерізі стрижня.

Система обмоток. В двообмоткових трансформаторах розрізняють обмотки вищої напруги (ВН) та обмотки нижчої напруги (НН).

В триобмоточковому трансформаторі є ще обмотка середньої напруги (СН).

По виконанню обмоток розрізняють:

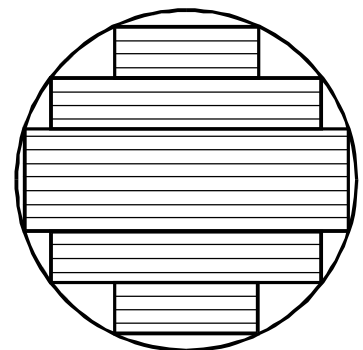


Рис. 7.5. Форма поперечного перетину стрижня

- 1) концентричні обмотки;
- 2) обмотки, що чередуються.

На даний час у силових трансформаторах застосовують головним чином концентричні обмотки. По конструктивному виконанню цих обмоток розрізняють:

- а) багатошарові циліндричні обмотки;
- б) гвинтові обмотки;
- в) котушкові обмотки безперервного намотування.

Обмотки, що чередуються, знаходять обмежене застосування. В цих обмотках котушки обмоток ВН та НН чередуються.

Для трансформаторів невеликої і середньої потужностей застосовується циліндрична обмотка (рис. 7.2) у виді котушок із круглої чи прямокутної міді з бавовняною ізоляцією.

Ближче до стрижня розташовують обмотки нижчої напруги (НН), тому що її легко ізолювати від стрижня. Для ізоляції обмотки друг від друга застосовують ізоляційні циліндри з бакелізованого паперу чи спеціального картону (елефантада).

В масляних трансформаторах від 25 до 200 тис. кВА за ДСТУ передбачено виконання в обмотках ВН крім номінального, ще чотирьох відгалужень на +5%; +2,5%; - 2,5%; - 5% від номінального.

Існує два способи регулювання напруги в силових трансформаторах:

1. Регулювання під напругою (система РПН). Застосовується в тих випадках, коли необхідно забезпечити безперебійне електропостачання споживача.

2. Переключення без збудження (система ПБЗ). При цьому трансформатор відключається від мережі.

Кожна фаза обмоток ВН і НН має з'єднання з відповідним вводом.

Конструкція і габарити вводу залежать від класу напруги.

Система охолодження масляних трансформаторів. При роботі трансформатора в ньому мають місце втрати, що у виді тепла відводяться в навколишнє середовище. Чим більше потужність трансформатора, тим більше значення цих втрат, що приводить до необхідності ускладнювати систему охолодження трансформаторів.

В масляних трансформаторах система охолодження включає **бак** із трансформаторним маслом, куди занурюють трансформатор (виймальну частину) для охолодження та розширювач.

У трансформаторів потужністю до (25 – 40) кВА стінки бака гладкі.

У трансформаторів більшої потужності виникає необхідність у збільшенні зовнішньої поверхні бака. Тому в таких трансформаторах баки виконуються з ребрами або навісними радіаторами – охолоджувачами.

У трансформаторів до (10-16) тис. кВА застосовується природне масляне

охолодження, тобто вільна циркуляція масла у баці, без застосування зовнішнього обдуву бака чи радіаторів.

У трансформаторів більшої потужності застосовується примусова циркуляція масла з зовнішнім обдувом.

На кришці бака звичайно встановлюється розширювач, що сполучається з баком.

При пуску трансформатора в експлуатацію масло заливають таким чином, щоб воно цілком заповнило бак та частково розширювач.

Призначення розширювача полягає в наступному:

1. Зменшується поверхня зіткнення масла з повітрям, оскільки при окислюванні трансформаторне масло утрачає свої ізоляційні властивості.

2. Компенсується температурне розширення масла в баці при нагріванні.

На даний час розроблені силові трансформатори в яких відсутній розширювач. В цьому випадку у верхній частині бака, вільний від масла об'єм заповнений азотом під надлишковим тиском (азотозаповненні трансформатори).

Допоміжна система включає пристрій регулювання напруги, а також контрольні та захисні пристрої.

Пристрій регулювання напруги являє собою перемикач, що встановлюється на кришці бака. Цей перемикач дозволяє регулювати вихідну напругу трансформатора без навантаження (система ПБЗ).

Силові трансформатори з регулюванням напруги під навантаженням оснащені спеціальним пристроєм регулювання (система РПН).

Контрольні пристрої включають термометр або термосигналізатор, показчик рівня масла, що звичайно встановлюється на розширювачі.

Захисні пристрої включають вихлопну трубу на кришці бака, що у нормальному стані закрита склом або плівкою.

Газове реле – встановлюється на трубі, що сполучає розширювач з баком, і контролює надлишковий тиск газів у баці.

Захисні пристрої встановлюються для трансформаторів потужністю 630 кВ·А і більше.

7.2.2. Принцип роботи трансформатора

Розглянемо, наприклад, два нерухомих у просторі контури (рис. 7.6), з яких перший підключений до джерела напруги, а інший, в загальному випадку, може бути розімкнутий, замкнений на опір або замкнений накоротко.

Якщо до контуру I прикладена змінна напруга u_1 , то в цьому контурі буде протікати струм i_1 .

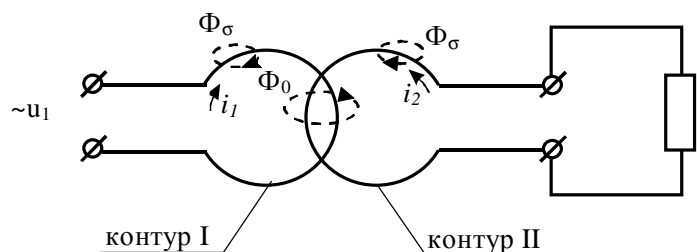


Рис. 7.6. Електрична схема найпростішого трансформатора

Цей струм створює пульсуюче в часі магнітне поле. Це поле індукуює у контурі II ЕРС i_2 , оскільки цей контур замкнений, по ньому буде протікати струм i_2 .

Струми i_1 і i_2 спільно утворюють пульсуюче в часі магнітне поле, яке доцільно представити у вигляді наступних магнітних потоків:

1) потоку Φ_0 – який в однаковій мірі зчеплений з контурами I і II. Цей потік індукуює відповідно в контурі I ЕРС e_1 і в контурі II ЕРС e_2 .

2) потоку Φ_{s1} – магнітні силові лінії якого зчеплені тільки з контуром I. Цей потік індукуює у контурі I ЕРС розсіювання e_{s1} .

3) потоку Φ_{s2} – магнітні силові лінії якого зчеплені тільки з контуром II. Цей потік індукуює у контурі II ЕРС e_{s2} .

Представлення магнітного поля у вигляді окремих потоків у розглянутому вище найпростішому трансформаторі умовно, оскільки фактично існує єдине магнітне поле. Однак, розглянутий вище підхід, тобто поділ поля на окремі потоки, дозволяє більш наочно розглянути фізичні процеси, що відбуваються в трансформаторі.

Перетворення однієї системи змінного струму і напруги в іншу систему в трансформаторі відбувається за рахунок ЕРС e_1 і e_2 , тому в трансформаторі доцільно підсилювати магнітний потік Φ_0 , який називається **основним магнітним потоком**, при одночасному ослабленні (зменшенні) Φ_{s1} і Φ_{s2} , які називаються **потоками розсіювання**.

Ця обставина призвела до того, що всі сучасні трансформатори головним чином виконуються зі сталевим сердечником.

7.2.3. Класифікація трансформаторів

Область застосування трансформаторів надзвичайно широка. Цим пояснюється різноманітність їхньої конструкції.

По числу фаз трансформатори поділяють на однофазні та багатофазні (трифазні).

По числу фазних обмоток розрізняють: двообмоточні та багатообмоточні.

Найпростішим трансформатором є однофазний двообмоточний трансформатор.

У трансформаторі розрізняють одну чи кілька первинних обмоток та одну чи кілька вторинних обмоток.

До первинних обмоток підводиться енергія, вторинні обмотки підключають до навантаження.

По співвідношенню первинних та вторинних напруг розрізняють:

- $U_1 > U_2$ – *понижуючий* трансформатор;

- $U_1 < U_2$ – *підвищуючий* трансформатор.

В двообмоточному трансформаторі розрізняють обмотку вищої напруги (ВН) та обмотку нижчої напруги (НН). В триобмоточному трансформаторі роз-

різняють також обмотку середньої напруги (СН).

По способу охолодження трансформатори поділяються на:

- сухі (з повітряним охолодженням);
- масляні (поміщають у бак із трансформаторним маслом).

7.2.4. Номінальні дані трансформаторів

Номінальний режим роботи трансформаторів характеризується наступними номінальними даними:

Номінальна потужність S_n (кВА) – повна потужність трансформатора.

Номінальна первинна напруга U_{1n} (кВ) – напруга, що підводиться до первинної обмотки.

Номінальна вторинна напруга U_{2n} (кВ) – напруга на затискачах вторинної обмотки в режимі холостого ходу (х.х.) трансформатора (коли вторинна обмотка відключена від навантаження) при номінальній підведеній напрузі U_{1n} .

Первинні та вторинні напруги силових трансформаторів стандартизовані.

Цей ряд наступний:

Первинні обм.	кВ	0,22	0,38	0,66	3	6	10	20	35
Вторинні обм.	кВ	0,23	0,4	0,69	3,15	6,3	10,5	22	38,5

Номінальний первинний і вторинний струми, відповідно I_{1n} і I_{2n} (А) – ці струми визначаються значенням S_n і номінальною напругою U_{1n} і U_{2n} :

$$I_{1n} = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_{1n}}; \quad I_{2n} = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_{2n}}. \quad (7.1)$$

Ці залежності дані для трифазних трансформаторів, причому враховано, що як U_n , так I_n представлено лінійними (а не фазними) величинами.

Номінальні дані трансформатора вказуються в паспорті трансформатора, який кріпиться на самому доступному місці трансформатора.

§ 7.3. Однофазні трансформатори

Принцип дії трансформатора, як було вказано вище, заснован на законі електромагнітної індукції.

Електромагнітна схема однофазного двообмоткового трансформатора складається з двох обмоток (рис. 7.7), розміщених на замкнутому магнітопроводі, виконаному з феромагнітного матеріалу. Застосування феромагнітного магнітопроводу до-

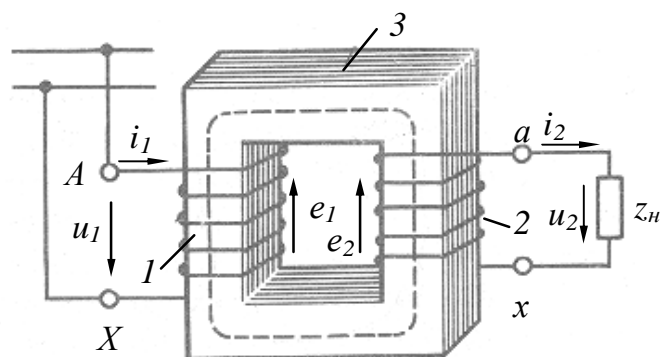


Рис. 7.7. Схема однофазного трансформатора

зволяє підсилити електромагнітний зв'язок між обмотками, тобто зменшити магнітний опір контуру, по якому проходить магнітний потік машини.

Первинну обмотку підключають до джерела змінного струму – до електричної мережі з напругою u_1 . До вторинної обмотки 2 приєднують опір навантаження z_n . Обмотку більш високої напруги називають обмоткою вищої напруги (ВН), а низької напруги – обмоткою нижчої напруги живлення (НН). Початки і кінці обмотки ВН позначають буквами A і X ; обмотки НН – буквами a і x .

7.3.1. Принцип дії

При підключенні до ланцюга в первинній обмотці виникає змінний струм i_1 який створює змінний магнітний потік Φ_0 , що замикається по магнітопроводу. Потік Φ_0 індукує в обох обмотках змінні ЕРС e_1 і e_2 пропорційні, відповідно до закону електромагнітної індукції, числами витків w_1 і w_2 відповідної обмотки і швидкості зміни потоку dF_0/dt . Таким чином, миттєві значення ЕРС, індуковані в кожній обмотці: $e_1 = -w_1 \frac{dF_0}{dt}$ і $e_2 = -w_2 \frac{dF_0}{dt}$. Відношення миттєвих і діючих ЕРС в обмотках визначаються вираженням

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{e_1}{e_2} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (7.2)$$

Якщо зневажити спаданнями напруги в обмотках трансформатора, що звичайно не перевищує 3...5% від номінальних значень напруг U_1 і U_2 , і вважати, що $E_1 \approx U_1$ і $E_2 \approx U_2$, то отримаємо

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{w_1}{w_2}. \quad (7.3)$$

Отже, підбираючи відповідним чином числа витків обмоток, при заданій напрузі U_1 , можна одержати бажану напругу U_2 .

Максимальне значення ЕРС дорівнює

$$E_{1\max} = w_1 \cdot w \cdot \Phi_{\max}.$$

де $w = 2p \cdot f$ – кутова частота струму.

Діюче значення ЕРС виражається формулою

$$E_1 = \frac{E_{1\max}}{\sqrt{2}} = \frac{2p}{\sqrt{2}} f \cdot w_1 \cdot \Phi_0 = 4.44 \cdot f \cdot w_1 \cdot \Phi_0, \quad (7.2)$$

де: f – частота струму.

Величина ЕРС у вторинній обмотці визначиться за формулою

$$E_2 = 4.44 \cdot f \cdot w_2 \cdot \Phi_0. \quad (7.3)$$

Коефіцієнт трансформації. Відношення ЕРС E_1 первинної обмотки до ЕРС E_2 вторинної обмотки (чи відношення їхніх чисел витків) називають *коефіцієнтом трансформації*:

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (7.4)$$

У системах передачі і розподілу енергії в ряді випадків застосовують три-обмоткові трансформатори, а в пристроях радіоелектроніки й автоматики – багатообмоткові трансформатори. У таких трансформаторах на магнітопроводі розміщують три чи більш ізольованих друг від друга обмотки, що дозволяє при живленні однієї з обмоток одержувати дві чи більш різні напруги (U_2 , U_3 , U_4 і т.д.) для електропостачання двох або більшого числа груп споживачів. У три-обмоткових силових трансформаторах розрізняють обмотки вищої, нижчої і середньої (СН) напруг.

У трансформаторі перетворюються тільки напруги і струми. Потужність залишається приблизно постійною (вона трохи зменшується через внутрішні втрати енергії в трансформаторі). Отже,

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{w_2}{w_1}. \quad (7.5)$$

При збільшенні вторинної напруги трансформатора в k раз у порівнянні з первинним струм i_2 у вторинній обмотці відповідно зменшується в k раз, тобто величини струмів в обмотках трансформатора зворотно-пропорційні напругам або числам витків обмоток.

Трансформатор може працювати тільки в ланцюгах змінного струму. Якщо первинну обмотку трансформатора підключити до джерела постійного струму, то в його магнітопроводі утвориться магнітний потік, постійний у часі по величині і напрямку. Тому в первинній і вторинній обмотках у сталому режимі не індукується ЕРС, а отже, не передається електрична енергія з первинного ланцюга у вторинний. Такий режим небезпечний для трансформатора, тому що через відсутність ЕРС E_1 у первинній обмотці струм $I_1 = U_1 / R_1$ дуже великий.

7.3.2. Режим холостого ходу трансформатора

Холостим ходом (х.х.) трансформатора називають такий режим його роботи, коли до первинної обмотки підведена визначеної величини змінна напруга (як правило, номінальна), а вторинна обмотка розімкнута ($I_2 = 0$). Схема ввімкнення трансформатора наведена на рис. 7.8.

При цьому режимі струм у первинній обмотці є тільки намагнічуючим (струм холосто-

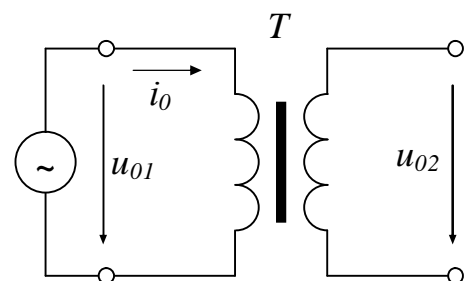


Рис. 7.8. Схема ввімкнення трансформатора в режимі холостого ходу

го ходу), величина його незначна і складає $6 \div 8\%$ від величини номінального струму трансформатора. При холостому ході трансформатора, зневажаючи дуже незначною величиною спадання напруги в первинній обмотці трансформатора можна прийняти, що ЕРС в обох обмотках трансформатора чисельно дорівнюють напругам на їхніх затискачах, тобто

$$E_1 \approx U_{01}, \quad E_2 = U_{02}.$$

Якщо розділити ЕРС первинної обмотки на ЕРС вторинної обмотки, одержимо

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2},$$

звідкіля видно, що ЕРС, що індукуються в обмотках трансформатора, прямо пропорційні числам витків обмоток.

Так як при холостому ході $E_1 \approx U_{01}$ та $E_2 = U_{02}$ то можна записати

$$\frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_{01}}{U_{02}} = \frac{w_1}{w_2}.$$

Отже, і напруги на первинній стороні U_1 і на вторинній стороні U_2 трансформатора також пропорційні числам витків обмоток трансформатора.

Відношення напруг первинної і вторинної обмоток при холостому ході трансформаторів називається коефіцієнтом трансформації

$$k = \frac{U_{01}}{U_{02}} = \frac{w_1}{w_2}.$$

7.3.3. Коротке замикання трансформатора

Коротким замиканням (к.з.) трансформатора називається такий режим його роботи, коли до первинної обмотки підводиться визначеної величини змінна напруга, а вторинна обмотка замкнута накоротко.

Розрізняють два види (режими) короткого замикання:

1. Раптове коротке замикання, має місце в умовах експлуатації трансформатора, тобто коли до трансформатора підводиться номінальна напруга. Це аварійний режим, оскільки за дуже короткий проміжок часу струми в обмотках можуть перевищити в десятки разів номінальні струми. При цьому порушується тепловий режим трансформатора і між обмотками діють значні динамічні зусилля (рис.7.9). Цей режим тим небезпечніший, чим більша потужність і габарити трансформатора.

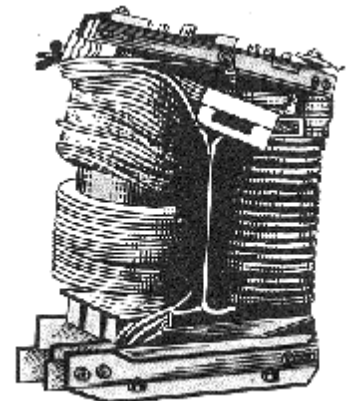


Рис. 7.9 Наслідки раптового короткого замикання трансформатора

Трансформатори мають максимальний струмовий захист від раптових коротких замикань.

2. Випробування трансформатора в режимі короткого замикання, тобто коли до трансформатора підводиться знижена напруга U_{Ik} такого значення, щоб струми в обмотках трансформатора були номінальними. Цю напругу називають *номінальною напругою короткого замикання* трансформатора. Її виражають у відсотках від номінальної напруги U_{In} і вказують в паспорті трансформатора

$$U_k \% = \frac{U_{Ik}}{U_{In}} \cdot 100 \% . \quad (7.6)$$

В силових трансформаторах напруга к.з. складає $(2...10)\% U_{In}$.

7.3.4. Навантажувальний режим трансформатора

При навантаженні трансформатора у вторинній його обмотці з'являється навантажувальний струм I_2 , а в сталевому сердечнику – додатковий магнітний потік F_2 , при цьому результуючий магнітний потік у сталі трансформатора буде визначатися формулою

$$\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2, \quad (7.7)$$

де Φ_1 – магнітний потік, створюваний струмом первинної обмотки трансформатора I_1 у режимі холостого ходу.

Величина навантажувального струму у вторинній обмотці трансформатора визначається за законом Ома

$$I_2 = \frac{U_2}{z}, \quad (7.8)$$

де z – опір зовнішнього ланцюга.

Величина навантажувального струму в первинній обмотці визначається формулою

$$I_1 = \frac{U_1 - E_1}{z_1}, \quad (7.9)$$

де z_1 – опір первинної обмотки трансформатора.

Зв'язок між струмами I_1 і I_2 здійснюється через магнітні потоки (див. форм. 7.7). Дійсно, зі збільшенням струму навантаження I_2 збільшується і магнітний потік Φ_2 , у результаті чого зменшується Φ_0 ; отже, зменшується і I_1 (див. форм. 7.1), але зі зменшенням I_1 збільшується і струм I_1 (див. форм. 7.9).

Зі збільшенням струму I_1 збільшується відповідно Φ_1 і, таким чином, магнітна рівновага (див. форм. 7.7) відновлюється. Результируючий магнітний потік Φ_0 залишається приблизно величиною постійної. Зі зменшенням струму навантаження I_2 також зменшується і I_1 , при цьому в трансформаторі відбувається електромагнітний процес, зворотний зазначеному вище.

Якщо зневажити втратами в трансформаторі, що складають дуже незначну величину, і дорівняти потужність трансформатора, що віддається, потужності, що одержується, то можна записати наступну рівність:

$$I_2 \cdot U_2 \approx I_1 \cdot U_1. \quad (7.10)$$

За законом електричної рівноваги для первинної обмотки можна записати

$$U_1 = -E_1 + I_1 \cdot z_1 = -E_1 + I_1 \cdot r_1 + I_1 \cdot x_1, \quad (7.11)$$

де r_1 і x_1 – активний і реактивний опори первинної обмотки трансформатора.

Аналогічно цьому і у вторинній обмотці

$$U_2 = E_2 - I_2 \cdot z_2 = E_2 - I_2 \cdot r_2 - I_2 \cdot x_2, \quad (7.12)$$

де r_2 і x_2 – активний і реактивний опори вторинної обмотки трансформатора.

З вираження (7.12) випливає, що напруга на вторинній стороні трансформатора змінюється зі зміною величини струму I_2 навантаження. Напруга на вторинній стороні трансформатора знижується при повному навантаженні на 3 – 8% у порівнянні з напругою при холостому ході.

На підставі рівняння магнітних потоків по формулі (7.7) можна записати рівняння МРС трансформатора:

$$I_0 \cdot w_1 = I_1 \cdot w_1 - I_2 \cdot w_2. \quad (7.13)$$

З цього рівняння випливає, що сума намагнічуючих сил первинної $I_1 w_1$ та вторинної $I_2 w_2$ обмоток дорівнює сталій величині – намагнічуючій силі холостого ходу $I_0 w_1$.

Якщо це рівняння розділити на w_1 , то отримаємо $I_1 + I_2 \frac{w_1}{w_2} = I_0$, або

$$I_1 + I_2 = I_0. \quad (7.14)$$

де $I_2 = I_2 \cdot \frac{w_1}{w_2} = I_2 \cdot \frac{1}{k}$ – вторинний струм, приведений до числа витків первинної обмотки, тобто струм, що в обмотці з числом витків w_1 створює таку ж саме намагнічуючу силу, що і струм I_2 у вторинній обмотці ($I_2 w_2 = I_2 w_2$).

З (7.14) одержуємо вираження

$$I_1 = I_0 + (-I_2), \quad (7.15)$$

яке називають *рівнянням струмів трансформатора*.

З цього рівняння випливає, що первинний струм I_1 можна розглядати як суму двох складових: одна з них (I_0) створює основний магнітний потік, а інша ($-I_2$) компенсує дію вторинного струму, що розмагнічує.

7.3.4. Приведений трансформатор

У загальному випадку параметри первинної обмотки трансформатора відрізняються від параметрів вторинної обмотки. Ця різниця найбільш відчутна при великих коефіцієнтах трансформації, що ускладнює розрахунки й особливо побудову векторних діаграм, тому що в цьому випадку вектори електричних величин первинної обмотки значно відрізняються по своїй довжині від одини-менних векторів вторинної обмотки. Зазначені ускладнення усуваються приведенням усіх параметрів трансформатора до однакового числа витків, звичайно, до числа витків первинної обмотки w_1 . З цією метою всі параметри вторинної обмотки перераховують на число витків w_1 .

Таким чином, замість реального трансформатора з коефіцієнтом трансформації $k = \frac{w_1}{w_2}$ одержують еквівалентний трансформатор з $k = \frac{w_1}{w'_2} = 1$, де $w'_2 = w_1$. Такий трансформатор називається *приведеним*. Приведення параметрів трансформатора не повинне відбитися на його енергетичних показниках: *усі потужності і фазові зрушення параметрів вторинної обмотки приведенного трансформатора повинні залишитися такими, як і в реальному трансформаторі*.

Електромагнітна потужність вторинної обмотки реального трансформатора $E_2 I_2$ повинна дорівнювати електромагнітній потужності вторинної обмотки приведенного трансформатора

$$E_2 I_2 = E'_2 I'_2. \quad (7.16)$$

Підставивши значення приведенного вторинного струму $I'_2 = I_2 \cdot \frac{1}{k}$ в (7.14), одержимо формулу приведенної вторинної ЕРС.

$$E'_2 = \frac{I_2}{I'_2 E_2} = E_2 \frac{w_1}{w_2}.$$

Аналогічно визначається приведена напруга вторинної обмотки:

$$U'_2 = U_2 \frac{w_1}{w_2}.$$

З умови рівності втрат в активному опорі вторинної обмотки маємо $I_2^2 r_2 = I_2'^2 r_2'$. Визначимо приведений активний опір

$$r_2' = r_2 \left(\frac{I_2}{I_2'} \right)^2 = r_2 \left(\frac{I_2}{I_2} \right)^2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 = r_2 \left(\frac{1}{k} \right)^2. \quad (7.17)$$

Приведений індуктивний опір розсіювання вторинної обмотки визначається з умови рівності реактивних потужностей $I_2^2 x_2 = I_2'^2 x_2'$, звідкіля

$$x_2' = x_2 \left(\frac{1}{k} \right)^2. \quad (7.18)$$

Приведений повний опір вторинної обмотки трансформатора

$$z_2' = r_2' + jx_2' = z_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2. \quad (7.19)$$

Приведений повний опір навантаження, підключеного на виводи вторинної обмотки, визначимо за аналогією з z_2' :

$$z_H = z_H \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2. \quad (7.20)$$

На підставі цього рівняння ЕРС і струмів для приведенного трансформатора мають вид

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{U}_1 &= -\mathcal{E}_1 + \mathcal{I}_1 \cdot z_1 = -\mathcal{E}_1 + \mathcal{I}_1 \cdot r_1 + \mathcal{I}_1 \cdot x_1; \\ \mathcal{U}_2 &= \mathcal{E}_2 - \mathcal{I}_2 \cdot z_2' = \mathcal{E}_2 - \mathcal{I}_2 \cdot r_2 - \mathcal{I}_2 \cdot x_2; \\ \mathcal{I}_1 &= \mathcal{I}_0 + (-\mathcal{I}_2). \end{aligned} \right\} \quad (7.21)$$

7.3.5. Електрична схема заміщення трансформатора

Ще одним засобом, що полегшує дослідження електромагнітних процесів і розрахунок трансформаторів, є застосування електричної схеми заміщення, у якій магнітний зв'язок між ланцюгами замінений електричним (поняття про схему заміщення див. § 1.1). У приведенному трансформаторі $k = 1$, а тому первинна і вторинна ЕРС у цьому трансформаторі рівні ($E_1 = E_2'$). Точки A и a , а також точки X и x на приведенному трансформаторі мають однакові потенціали, що дозволяє електрично з'єднати зазначені точки, одержавши *T-образну схему заміщення приведенного трансформатора* (рис. 7.10).

Ця схема задовольняє рівнянням ЕРС і струмів приведенного трансформатора (7.21) і являє собою сукупність трьох віток: *первинної* з опором $z_1 = r_1 + jx_1$

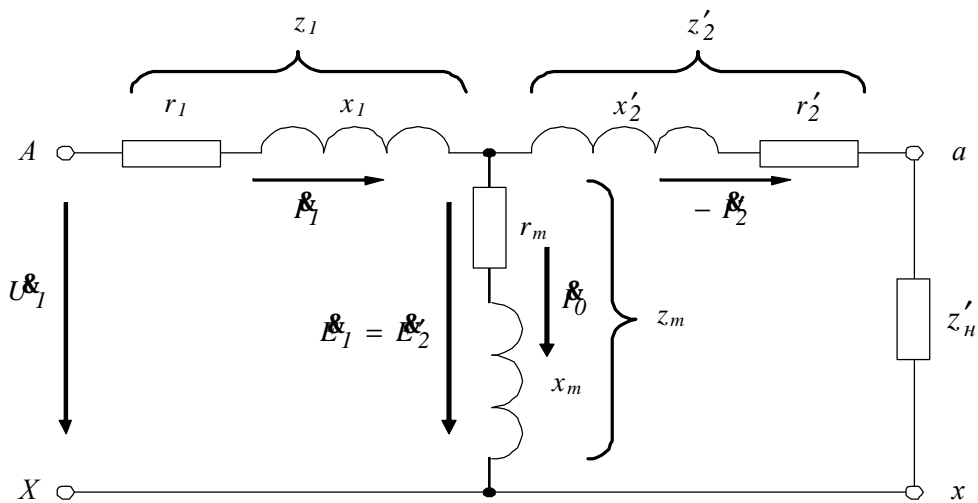


Рис. 7.10. Схема заміщення приведенного трансформатора

і струмом I_1 ; намагнічуючої з опором $z_m = r_m + jx_m$ і струмом I_0 і вторинної – з опором $z'_2 = r'_2 + jx'_2$ і струмом $(-I_2)$. Зміною величини опору навантаження z'_n на схемі заміщення можуть бути відтворені всі режими роботи трансформатора.

Усі параметри схеми заміщення, за винятком z_n , є постійними величинами і можуть бути визначені з досліду холостого ходу і досліду короткого замикання.

7.3.6. Векторна діаграма трансформатора

Скориставшись схемою заміщення приведенного трансформатора (рис.7.10) та основними рівняннями ЕРС і струмів (7.21) побудуємо векторну діаграму трансформатора (рис. 7.11), що наочно показує співвідношення між струмами, ЕРС і напругами трансформатора.

Струм холостого ходу I_0 створює магнітний потік Φ_0 . Магнітний потік, змінюючись, створює ЕРС E_1 і E_2 , вектори яких зсунуті відносно магнітного потоку Φ_0 на 90° .

Для побудови векторної діаграми первинної обмотки вектор E_1 відкладають угору зі знаком мінус. ЕРС E_2 , як видно з рівняння (7.12), врівноважується напругою U_2 і спаданням напруги у вторинній обмотці, рівним $I_2 \cdot z_2$. На діаграмі ця рівновага представлена векторами U_2 , $I_2 \cdot r_2$ і $I_2 \cdot x_2$.

Навантажувальний струм вторинної обмотки представлений вектором I_2 , зсунутим щодо напруги U_2 на кут j_2 .

Електрична рівновага в первинній обмотці відповідно до рівняння (7.9) виражається на діаграмі векторами ЕРС E_1 , напруги U_1 і спаданням напруги в первинній обмотці $I_1 \cdot z_1$. Зсування фаз між струмом у первинній обмотці I_1 і напругою U_1 виражається кутом j_1 .

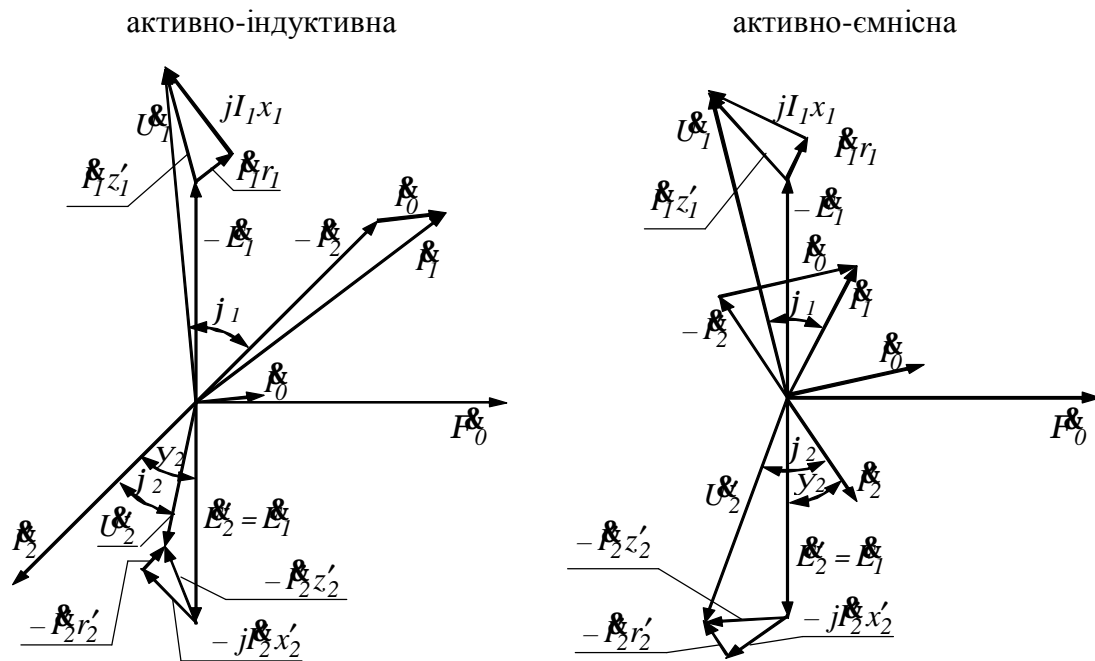


Рис. 7.11. Векторні діаграми трансформатора при активно-індуктивнім (а) і активно-ємніснім (б) навантаженні

Відкладемо на рис. 7.11 вектори за рівнянням струмів трансформатора (7.15). З цієї діаграми струмів видно, що зі зміною навантаження I_2 змінюються і величини струму I_1 та кута j_1 . Чим більше навантаження трансформатора, тим більше $\cos j_1$.

При збільшенні навантаження трансформатора від $I_2 = 0$ до $I_2 = I_{2\text{ном}}$ в обмотках його буде збільшуватися і спадання напруги. При цьому на затискачах вторинної обмотки трансформатора напруга буде відповідно зменшуватися.

Спадання напруги (у відсотках) виразиться формулою

$$DU\% = \frac{U_{02} - U_2}{U_{02}} \cdot 100, \quad (7.22)$$

де: U_{02} – напруга при холостому ході; U_2 – напруга при навантаженні.

7.3.7. Потужність і ККД однофазного трансформатора

В процесі перетворення підведеної до трансформатора потужності P_1 в потужність P_2 , що корисно віддається, у трансформаторі мають місце втрати потужності.

Активна потужність, що віддається однофазним трансформатором, визначається за формулою

$$P_2 = I_2 U_2 \cos j_2. \quad (7.23)$$

Одержувана з мережі активна потужність дорівнює

$$P_1 = I_1 U_1 \cos j_1. \quad (7.24)$$

Активна потужність P_1 , що надходить з мережі в первинну обмотку трансформатора, частково витрачається на електричні втрати в цій обмотці p_{e1} . Змінний магнітний потік викликає в магнітопроводі і конструктивних деталях магнітні втрати на перемагнічування і вихрові струми $p_{cm} = p_h + p_f = P_0$. Потужність, що залишилася після цього, називається електромагнітною потужністю:

$$P_{em} = P_1 - p_{e1} - p_{cm}, \quad (7.25)$$

яка передається у вторинну обмотку, де частково витрачається на електричні втрати в цій обмотці p_{e2} . Активна потужність, що надходить в навантаження трансформатора

$$P_2 = P_1 - \sum p,$$

де $\sum p = p_{e1} + p_{cm} + p_{e2}$ – сумарні втрати в трансформаторі.

Усі види втрат, що супроводжують робочий процес трансформатора, показані на енергетичній діаграмі (рис. 7.12). У кінцевому рахунку, усі втрати в трансформаторі перетворюються в теплову енергію і нагрівають його.

Сума електричних втрат у обмотках дорівнює потужності короткого замикання, тобто

$$p_e = p_{e1} + p_{e2} = I_1^2 \cdot r_1 + I_2^2 \cdot r_2 = P_k.$$

Коефіцієнт корисної дії (ККД) силових трансформаторів визначається загальною залежністю

$$h = \frac{P_1}{P_2} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p}, \quad (7.26)$$

Визначити ККД трансформатора прямим виміром цих потужностей неможливо, оскільки ККД силових трансформаторів дуже високий і досягає в трансформаторах великої потужності до 99 %. При цьому велику роль грає похибка вимірів.

ККД трансформаторів, як правило, визначають непрямым методом, при якому потужність P_1 виражають через P_2 і втрати, тобто

$$P_1 = P_2 + P_m + P_e.$$

З огляду на це

$$h = \frac{P_2}{P_2 + p_{cm} + p_{e1} + p_{e2}} = 1 - \frac{P_0 + P_k}{P_2 + P_0 + P_k}. \quad (7.27)$$

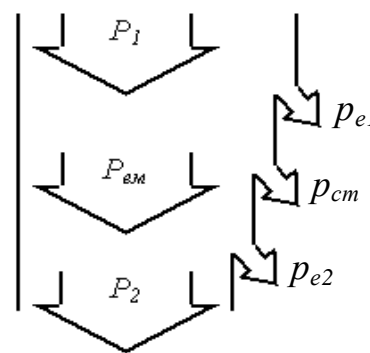


Рис. 7.12. Енергетична діаграма трансформатора

З огляду на те, що $P_2 = b S_n \cos j_2$ та при відомому навантаженні $b = \frac{I_2}{I_{2ном}} \approx \frac{S_2}{S_{2ном}}$ одержимо наступну розрахункову залежність для ККД:

$$h = \left(1 - \frac{P_0 + b^2 P_{кн}}{b S_n \cos j_2 + P_0 + b^2 P_{кн}} \right) \cdot 100\%. \quad (7.28)$$

В залежності від потужності трансформатора ККД коливається в межах від 0,95 до 0,99 (у більш потужних трансформаторів ККД ще вище).

Втрати в обмотках p_e визначають з дослідів короткого замикання, а втрати в сталі – з дослідів холостого ходу.

§ 7.4. Дослідне визначення параметрів схеми заміщення трансформатора

Отримана електрична схема заміщення трансформатора (рис. 7.10.) дозволяє з достатньою точністю досліджувати властивості трансформаторів в будь-якому режимі. Визначення параметрів схеми заміщення $z_1 = r_1 + jx_1$, $z_m = r_m + jx_m$ та $z'_2 = r'_2 + jx'_2$ можливо або розрахунковим (під час розрахунку трансформатора), або дослідним шляхом. При використанні дослідного шляху необхідно провести дослід холостого ходу (х.х.) та короткого замикання (к.з).

7.4.1. Дослід холостого ходу трансформатора

Випробування трансформатора в режимі холостого ходу має на меті:

- а) визначити параметри схеми заміщення трансформатора;
- б) визначити коефіцієнт трансформації трансформатора.

Принципова схема дослідів холостого ходу для однофазного двохобмоткового трансформатора представлена на рис. 7.13.

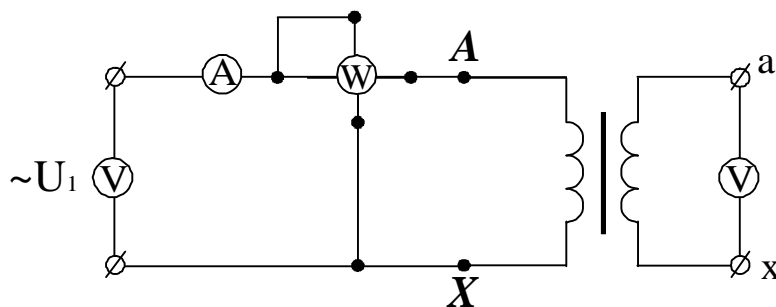


Рис. 7.13. Схема дослідів холостого ходу трансформатора

При проведенні дослідів холостого ходу вимірюють:

- U_1 – підведену до трансформатора напругу;
- I_0 – струм холостого ходу трансформатора;
- P_0 – активну потужність, яку споживає трансформатор в режимі холостого ходу;
- U_{02} – вихідну напругу трансформатора в режимі холостого ходу.

Розраховують:

1. *Параметри холостого ходу:*

– $z_0 = \frac{U_1}{I_0}$ – повний опір трансформатора в режимі холостого ходу;

– $r_0 = \frac{P_0}{I_0^2}$ – активний опір трансформатора в режимі холостого ходу;

– $x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}$ – індуктивний опір трансформатора в режимі холостого ходу;

2. *Коефіцієнт трансформації трансформатора*

$$k = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{02}}; \quad (7.29)$$

3. *Коефіцієнт потужності холостого ходу трансформатора*

$$\cos j_0 = \frac{P_0}{U_1 I_0}. \quad (7.30)$$

При визначенні коефіцієнта трансформації має місце похибка, оскільки U_1 відрізняється від E_1 на величину $I_0 z_1$.

Однак ця похибка невелика, оскільки в силових трансформаторах струм холостого ходу I_0 складає $I_0 = (3 \div 8)\% I_{1н}$.

Як правило, струм холостого ходу виражають у відсотках від номінального струму первинної обмотки

$$i_0 = \frac{I_0}{I_{1н}} \cdot 100\% . \quad (7.31)$$

Для трифазного трансформатора за показаннями трьох амперметрів і вольтметрів визначаються середні значення лінійного струму $I_{ол}$ і лінійної напруги $U_{1л}$, а за показаннями ватметрів – потужність холостого ходу трьох фаз $P_0 = P' + P''$. Фізичний зміст мають тільки значення опорів. Тому необхідно прийняти до уваги схему з'єднання обмоток. У випадку з'єднання первинних обмоток зіркою

$$z_0 = \frac{U_{1л}}{\sqrt{3}I_{ол}}; \quad r_0 = \frac{P_0}{3I_{ол}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}, \quad (7.32)$$

а при з'єднанні їх трикутником

$$z_0 = \frac{\sqrt{3}U_{1л}}{I_{ол}}; \quad r_0 = \frac{P_0}{I_{ол}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \quad (7.33)$$

Коефіцієнт потужності холостого ходу

$$\cos j_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3}U_{1л}I_{0л}}. \quad (7.34)$$

З аналізу схеми заміщення трансформатора в режимі холостого ходу (рис. 7.14) при $I_{\zeta}=0$ випливає, що параметри холостого ходу z_0, r_0, x_0 є сумами наступних опорів:

$$z_0 = |z_1 + z_m|; \quad r_0 = r_1 + r_m; \quad x_0 = x_1 + x_m. \quad (7.35)$$

В силових трансформаторах опори r_1 і x_1 в десятки і сотні разів менші опорів r_m і x_m . Тому з великою точністю можна вважати, що параметри холостого ходу дорівнюють параметрам намагнічуючого кола:

$$z_0 \approx z_m; \quad r_0 \approx r_m; \quad x_0 \approx x_m. \quad (7.36)$$

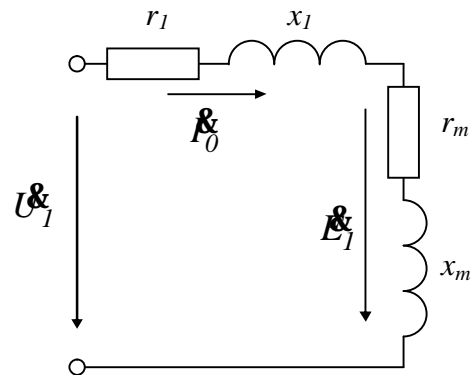


Рис. 7.14. Схема заміщення трансформатора в режимі холостого ходу

Так як корисна потужність при роботі трансформатора в режимі холостого ходу дорівнює нулю, то потужність на вході трансформатора в цьому режимі витрачається на магнітні втрати в магнітопроводі P_m (втрати на перемагнічування магнітопровода і вихрові струми) і електричні втрати $I_0^2 r_1$ (втрати на нагрівання обмотки) однієї лише первинної обмотки. Однак через невелике значення струму I_0 електричними втратами $I_0^2 r_1$ можна зневажити і вважати, що вся потужність холостого ходу являє собою потужність магнітних втрат в сталі магнітопровода. Тому магнітні втрати в трансформаторі прийнято називати втратами холостого ходу. Ці втрати не залежать від навантаження. Вони пропорційні квадрату магнітної індукції (B^2), тому що частота в мережі постійна.

Примітка: Для трифазних трансформаторів параметри схеми заміщення визначаються для однієї фази.

7.4.2. Дослід короткого замикання трансформатора

Дослідження трансформатора в режимі короткого замикання має за мету:

- а) розрахувати параметри короткого замикання трансформатора;
- б) розрахувати основний трикутник короткого замикання.

Схема досліду короткого замикання для однофазного двохобмоткового трансформатора представлена на рис. 7.15. До трансформатора підводиться номінальна напруга короткого замикання трансформатора.

При проведенні досліду короткого замикання вимірюють:

- $U_{1к}$ – напругу, що підводиться;
- $I_{1к}$ – струм короткого замикання;
- P_k – потужність, яку споживає трансформатор при короткому замиканні.

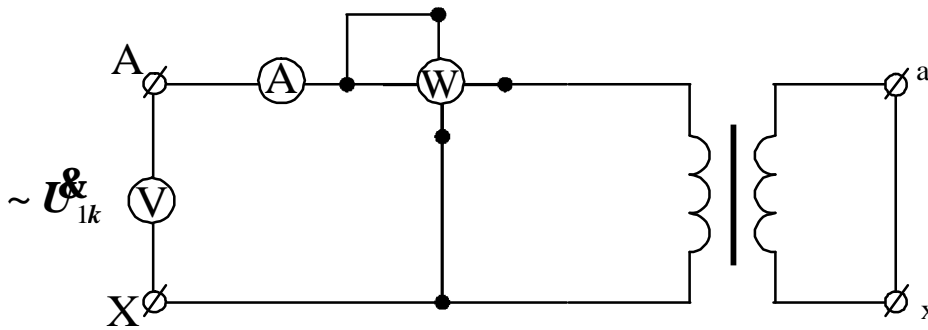


Рис. 7.15. Схема досліду короткого замикання трансформатора

Розраховують:

- Повний опір трансформатора в режимі короткого замикання

$$Z_{\kappa} = \frac{U_{1\kappa}}{I_{1n}}; \quad (7.37)$$

- активний опір трансформатора в режимі короткого замикання

$$r_{\kappa} = \frac{P_{\kappa}}{I_{1n}^2}; \quad (7.38)$$

- індуктивний опір трансформатора в режимі короткого замикання:

$$x_{\kappa} = \sqrt{Z_{\kappa}^2 - r_{\kappa}^2} = \sqrt{\left(\frac{U_{1\kappa}}{I_{1n}}\right)^2 - \left(\frac{P_{\kappa}}{I_{1n}^2}\right)^2}. \quad (7.39)$$

Опір r_{κ} приводять до температури 75° (робочої температури трансформатора):

$$r_{\kappa 75^{\circ}} = r_{\kappa} [1 + a(75^{\circ} - q)],$$

де q – температура, при якій проводився дослід к.з.; a – температурний коефіцієнт.

Розраховують активну та реактивну складові напруги короткого замикання по залежностях:

$$U_{ka} \% = \frac{I_{1n} r_{\kappa}}{U_{1n}} \cdot 100\%; \quad U_{kp} \% = \frac{I_{1n} x_{\kappa}}{U_{1n}} \cdot 100\%; \quad U_{\kappa} \% = \frac{U_{1\kappa}}{U_{1n}} \cdot 100\%.$$

У випадку трифазного трансформатора за показаннями приладів визначаються середні значення лінійної напруги $U_{\kappa,л}$, лінійного струму $I_{\kappa,л}$ і потужності короткого замикання трьох фаз P_{κ} . При з'єднанні первинної обмотки зіркою параметри короткого замикання на фазу будуть наступні:

$$z_k = \frac{U_{к.л.}}{\sqrt{3}I_{к.л.}}; r_k = \frac{P_k}{3I_{к.л.}^2}; x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}, \quad (7.40)$$

а при з'єднанні первинної обмотки трикутником:

$$z_k = \frac{\sqrt{3}U_{к.л.}}{I_{к.л.}}; r_k = \frac{P_k}{I_{к.л.}^2}; x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}. \quad (7.41)$$

Коефіцієнт потужності при короткому замиканні

$$\cos \phi_k = \frac{P_k}{\sqrt{3}U_{к.л.}I_{к.л.}}. \quad (7.42)$$

Опір короткого замикання з великою точністю можна записати:

$$Z_k = Z_1 + Z_2'; r_k = r_1 + r_2'; x_k = x_1 + x_2'. \quad (7.43)$$

Ці співвідношення відповідають схемі заміщення рис. 7.15 при замкнутих накоротко вторинних затискачах ($U_2 = 0$).

Величина ЕРС E_{1k} у досліді короткого замикання при $I_k = I_n$ в 15-30 разів менша U_{1n} . При цьому магнітні втрати в 225-900 разів менші, ніж у випадку $U_1 = U_{1n}$, і дуже малі. Тому потужність короткого замикання P_k з великою точністю представляє собою потужність електричних втрат в обмотках, включаючи додаткові втрати в стінках бака і кріпильних деталях від потоків розсіювання трансформатора.

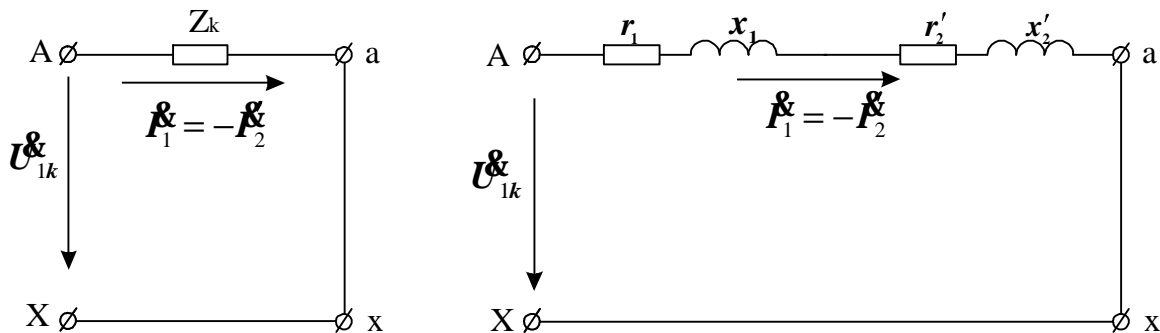


Рис. 7.15. Схеми заміщення трансформатора в режимі короткого замикання

§ 7.5. Трифазні трансформатори

Схема будови трифазного трансформатора була наведена на рис. 7.1, б та 7.2.

Принцип дії трансформатора такий само, як і у однофазного трансформатора.

Обмотки трифазних трансформаторів можуть бути з'єднані зіркою або

трикутником. Схеми з'єднання обмоток трифазних трансформаторів позначають дробом, вказуючи у чисельнику схему з'єднання обмоток вищої напруги, а в знаменнику – схему з'єднання обмоток нижчої напруги.

- при з'єднанні обмотки "у зірку" схему позначають – Y;
- при з'єднанні вторинної обмотки "у трикутник" схему позначають – Δ;
- при з'єднанні вторинних обмоток трансформаторів "у зірку" з виведеним нульовим проводом схему позначають Y₀. При цьому можна мати дві напруги: одну між двома фазами (лінійну) – U_л, і другу – між нульовим проводом і будь-якою фазою (фазову напругу) – U_ф.

На лінійні напруги включається силове навантаження, на фазні напруги – освітлювальне навантаження.

При з'єднанні обмоток зіркою лінійна напруга більше фазної (U_л = √3U_ф), а при з'єднанні обмоток трикутником лінійна напруга дорівнює фазній (U_л = U_ф). З цього випливає, що відношення лінійних напруг у трифазному трансформаторі визначається не тільки кількістю фазних обмоток, але і схемою їх з'єднання (табл. 7.1).

Таблиця 7.1

Відношення лінійних напруг у трифазному трансформаторі

Схема з'єднання обмоток	Y/Y Y/Y ₀	Δ/Y Δ/Y ₀	Δ/Δ	Y/Δ
Відношення лінійних напруг (коефіцієнт трансформації)	$\frac{w_1}{w_2}$	$\frac{w_1}{\sqrt{3}w_2}$	$\frac{w_1}{w_2}$	$\frac{\sqrt{3}w_1}{w_2}$

З'єднання обмоток трансформаторів стандартизують і в залежності від схеми з'єднання їх розбивають на групи.

Трифазні трансформатори з схемою з'єднання обмоток Y/Y₀ віднесені до дванадцятої групи, а з схемою з'єднання Y/Δ – до одинадцятої групи.

В табл.7.2 приведені стандартизовані схеми з'єднання трифазних двобмоточних трансформаторів із вказівкою груп.

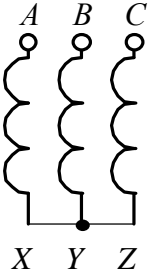
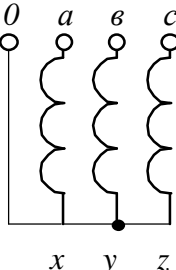
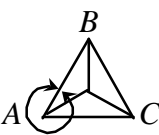
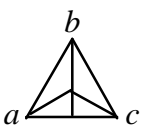
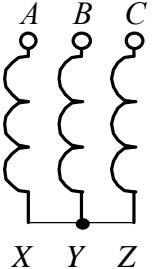
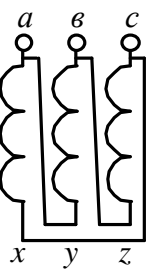
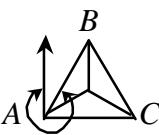
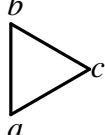
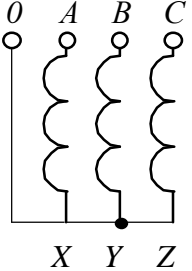
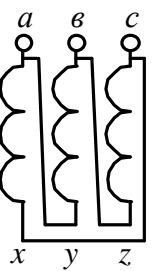
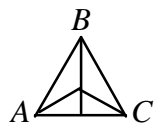
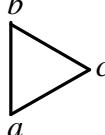
Цифри груп визначають кут зсування вторинної лінійної напруги щодо первинної лінійної напруги, вираженого годинним способом (вектор первинної лінійної напруги приймають за хвилину стрілку годин, а вектор вторинної лінійної напруги – за годинну стрілку, установлення стрілок відповідно до напрямку векторів напруг на годинному циферблаті визначають кут зрушення і групу).

Номінальна потужність трифазного трансформатора визначається по формулі

$$S_{ном} = \sqrt{3} \cdot I_{ном1} \cdot U_{ном1} \cdot 10^{-3} = \sqrt{3} \cdot I_{ном2} \cdot U_{ном2} \cdot 10^{-3} \text{ кВА.}$$

Таблиця 7.2.

Стандартизовані схеми з'єднання трифазних двобмоточних трансформаторів

Схеми з'єднання обмоток		Діаграми векторів		Умовні позначки груп
ВН	НН	ВН	НН	
 <p style="text-align: center;">X Y Z</p>	 <p style="text-align: center;">x y z</p>			$Y/Y_0 - 0$ ($Y/Y_0 - 12$)
 <p style="text-align: center;">X Y Z</p>	 <p style="text-align: center;">x y z</p>			$Y/D - 11$
 <p style="text-align: center;">X Y Z</p>	 <p style="text-align: center;">x y z</p>			$Y_0/D - 11$

§ 7.6. Паралельна робота трансформаторів

На сучасних трансформаторних підстанціях, як правило, встановлюється, в залежності від потужності підстанції, 2÷3 і більше трансформаторів. Ці трансформатори, як з боку первинних, так і з боку вторинних обмоток приєднані до загальних шин, тобто вони ввімкнені паралельно. Необхідність вмикання трансформаторів на паралельну роботу головним чином диктується наступними причинами:

а) з'являється резерв трансформаторів на випадок аварії чи необхідності ремонту трансформатора на підстанції. При цьому навантаження буде розподілене між працюючими трансформаторами;

б) поліпшується використання трансформаторів підстанцій, оскільки в періоди малих навантажень частина трансформаторів відключається, а інші працюють з високими показниками.

Паралельною роботою трансформаторів називають їх роботу за схемою ввімкнення (рис. 7.16, а – схема з ізольованою нульовою точкою; б – схема з виведеною нульовою точкою), при якій їхні первинні обмотки ввімкнені на загальну первинну мережу (первинні шини), а вторинні – на загальну вторинну мережу (вторинні шини).

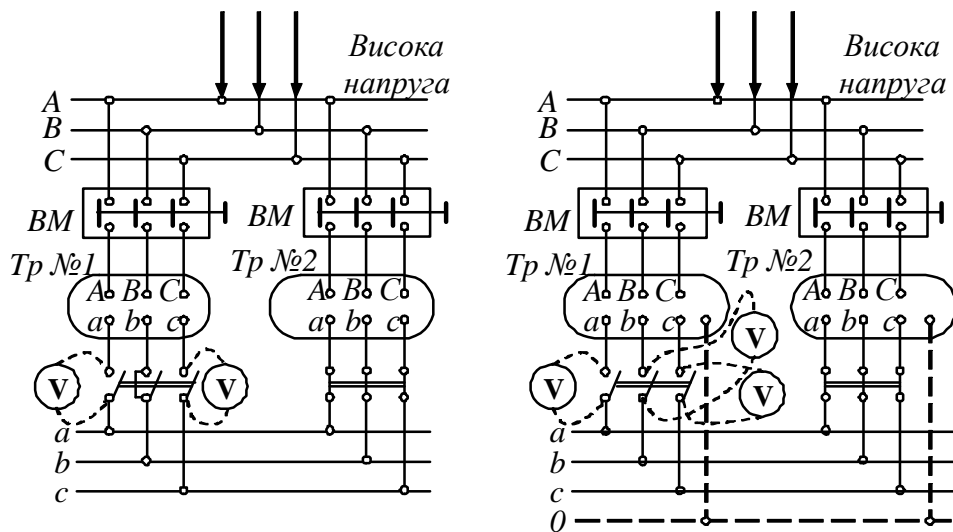


Рис. 7.16. Схеми ввімкнення трансформаторів на паралельну роботу.

Трансформатори можна включати на паралельну роботу при дотриманні наступних умов:

1. Трансформатори повинні з'єднуватися однойменними виводами обмоток.
2. Напруги первинних і вторинних обмоток трансформаторів повинні бути відповідно рівні, тобто

$$U_{1n1} = U_{1n2} = U_{1n3} = \mathbf{K}U_{1nn}, \quad U_{2n1} = U_{2n2} = U_{2n3} = \mathbf{K}U_{2nn}.$$

3. Трансформатори повинні належати до однієї групи з'єднань, тобто кожен трансформатор повинний мати таку схему з'єднання обмоток, щоб ЕРС вторинних обмоток в обох трансформаторів збігалися б по фазах.

4. Напруги короткого замикання $U_{к.з} \%$, що вказуються на щитках трансформаторів, повинні бути однаковими:

$$U_{k1} = U_{k2} = U_{k3} = \mathbf{K}U_{kn}.$$

5. Потужності паралельно працюючих трансформаторів не повинні відрізнятися друг від друга більш, ніж у три рази.

При невиконанні зазначених умов між паралельно працюючими трансформаторами виникають зрівняльні струми, що можуть придбати велику величину.

§ 7.7. Різновиди трансформаторів

7.7.1. Триобмоткові трансформатори

Широке застосування в енергетиці знайшли триобмоткові трансформатори, які мають одну первинну і дві вторинні обмотки (рис. 7.17).

Такі трансформатори використовуються на електричних станціях і підстанціях для живлення розподільних мереж з різними номінальними напругами

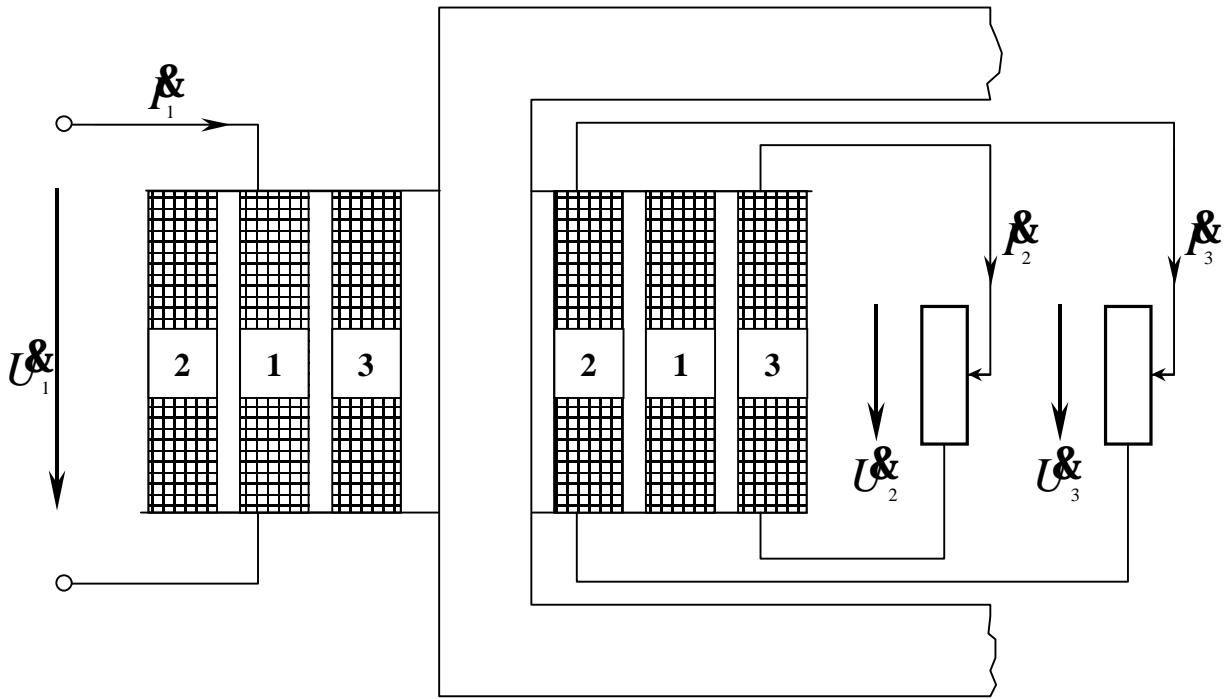


Рис. 7.17 Триобмотковий трансформатор

і дозволяють досягти економії в капітальних витратах за рахунок встановлення меншої кількості трансформаторів.

Будемо вважати, що обмотки 2 і 3 приведені до числа витків обмотки 1, для чого введем коефіцієнти трансформації:

$$K_{12} = \frac{w_1}{w_2} ; \quad K_{13} = \frac{w_1}{w_3}. \quad (7.44)$$

За номінальну потужність триобмоткового трансформатора приймається потужність найбільш потужної його обмотки.

В приведеному трансформаторі всі три обмотки мають таке ж число витків, що і первинна w_1 . Зв'язок між обмотками триобмоткового трансформатора здійснюється електромагнітним шляхом. Магнітний потік Φ_0 створюється індуктивною складовою струму холостого ходу I_0 . Магніторушійна сила, що створюється при проходженні струму холостого ходу I_0 по первинній обмотці, при навантаженні трансформатора, дорівнює сумі магніторушійних сил усіх трьох обмоток. У кожній з обмоток основний магнітний потік Φ_0 наводить ЕРС, що пропорційна числу її витків.

Основні рівняння рівноваги напруг для кіл первинної і вторинної обмоток у комплексній формі записуються у такий спосіб

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= -E_1 + I_1 z_1 \\ U_2 &= -E_2 + I_2 z_2' \\ U_3 &= -E_3 + I_3 z_3' \end{aligned} \right\}. \quad (7.45)$$

В цих рівняннях повні опори обмоток дорівнюють

$$z_1 = r_1 + jx_1 \quad z'_2 = r'_2 + jx'_2 \quad z'_3 = r'_3 + jx'_3.$$

Рівняння магніторушійних сил приведенного трансформатора має вид:

$$\mathcal{F}_0 = \mathcal{F}_1 + \mathcal{F}_2 + \mathcal{F}_3. \quad (7.46)$$

З рівнянь (7.45) та (7.46) випливає, що при зміні навантаження на одній із вторинних обмоток змінюються напруги на обох обмотках. При зміні струмів навантаження росте струм в первинній обмотці. При цьому намагнічуючий струм і магнітний потік в триобмотковому трансформаторі практично не змінюються. Ступінь впливу навантаження в одній із вторинних обмоток на другу залежить від опору z_1 , тому що чим більший спад напруги на первинній обмотці, тим більша зміна ЕРС.

Зміна напруги на обмотках триобмоткового трансформатора визначається для двох обмоток:

$$DU_{12} = (U_1 - U'_2)/U_1; \quad DU_{13} = (U_1 - U'_3)/U_1$$

Стандартом передбачається виготовлення силових триобмоткових трансформаторів з наступним співвідношенням номінальних потужностей:

$$100 \% \quad 100 \% \quad 100 \%$$

При такім виконанні обмоток трансформатор може віддавати 100% потужності в одну з вторинних обмоток або сумарну потужність, рівну 100%, – в обидві вторинні обмотки.

Раніше випускалися трансформатори з обмотками

$$\begin{array}{ccc} 100 \% & 100 \% & 67 \% \\ 100 \% & 67 \% & 100 \% \\ 100 \% & 67 \% & 67 \% \end{array}$$

Ці трансформатори мають менші витрати міді, але і меншу маневреність, тому що в них можна було направляти 100 % потужності або не більш 2/3 потужності в одну обмотку.

Трифазні трансформатори мають схеми з'єднання $Y/Y_0/\Delta-0-11$ чи $Y_0/\Delta/\Delta-11-11$. Однофазні трансформатори мають групу з'єднання 0.

Триобмоткові трансформатори застосовуються як підвищувальні трансформатори, коли вони мають дві первинні обмотки, підключені до вихідних запусків двох генераторів, а їхня третя обмотка підключена до високовольтної мережі.

7.7.2. Автотрансформатори

Автотрансформатором називається статичний електромагнітний пристрій, у якого вторинна обмотка є частиною первинної. Таким чином, в авто-

трансформатора обмотка *НН* електрично зв'язана з обмоткою *ВН*.

Принципова схема однофазного або однієї фази трифазного автотрансформатора представлена на рис. 7.18. В режимі холостого ходу ($z_H = \infty$)

$$U_2 = U_{ax} = \frac{U_{AX}}{\frac{w_{AX}}{w_{ax}}} = \frac{U_1}{k_A}, \quad (7.47)$$

де $k_A = \frac{w_{AX}}{w_{ax}}$ – коефіцієнт трансформації автотрансформатора.

В навантажувальному режимі струм $I_{ax} = I_H$ загальної частини обмотки представляє геометричну суму струмів I_1 і I_2 .

“Зовнішня” або “прохідна” потужність автотрансформатора, що передається з однієї мережі в іншу дорівнює

$$S_{np} = E_2 I_2 = E_2 (I_{ax} + I_1) = E_2 I_1 + E_2 I_{ax} = S_{em} + S_{el}, \quad (7.48)$$

де $S_{em} = E_2 I_{ax}$ – потужність, що передається у вторинний контур електромагнітним шляхом, називається “внутрішньою” або “розрахунковою” потужністю; $S_{el} = E_2 I_1$ – потужність, що передається у вторинний контур, внаслідок електричного зв'язку між первинною і вторинною обмотками.

Найбільш доцільне застосування автотрансформаторів з коефіцієнтом трансформації $k \leq 2.5$. При великому значенні коефіцієнта трансформації переважне значення мають недоліки автотрансформатора, що складаються в наступному:

1. Великі струми к.з. у випадках понижуючого автотрансформатора: при замиканні точок *a* і *x* напруга U_1 підводиться лише до невеликої частини витків *A-a*, що мають дуже малий опір к. з. У цьому випадку автотрансформатори не можуть захистити самі себе від дії руйнуючих струмів короткого замикання, тому струми повинні обмежуватися опором інших елементів електричної установки, що включаються в ланцюг автотрансформатора.

2. Електричний зв'язок сторони *ВН* з стороною *НН*; це вимагає посиленої електричної ізоляції всієї обмотки.

3. При використанні автотрансформаторів у схемах зниження напруги між проводами трансформатор мережі *НН* і землею виникає напруга, приблизно рівне напрузі між проводом і землею на стороні *ВН*.

4. З метою забезпечення електробезпечності обслуговуючого персоналу не можна застосовувати автотрансформатори для зниження напруги мереж *ВН* до значень *НН*, що підводиться безпосередньо до споживачів.

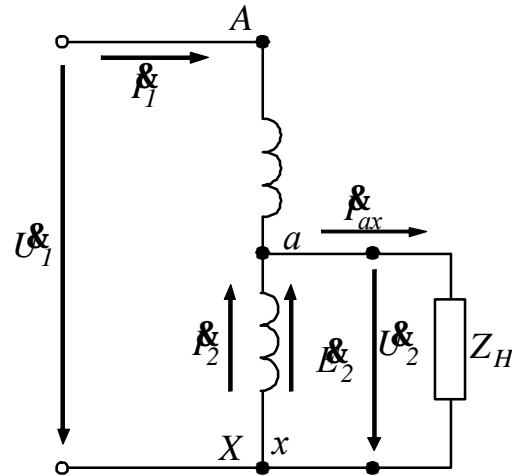


Рис. 7.18. Принципова схема заміщення однофазного понижуючого автотрансформатора.

Силові автотрансформатори широко застосовують у лініях передачі і розподілу електроенергії для зв'язку мереж суміжних напруг, наприклад: 110 і 220, 220 і 500 кВ та ін. Такі автотрансформатори виконують на великі потужності (до 500 МВ·А та вище). Обмотки трифазних автотрансформаторів звичайно з'єднують у зірку (рис. 7.19).

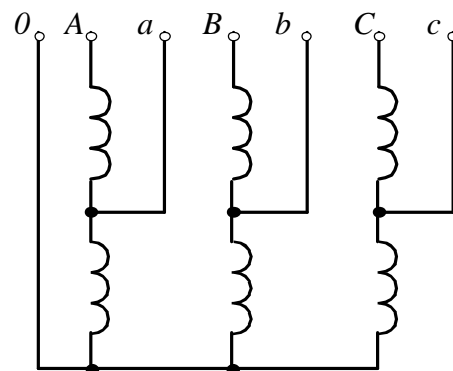


Рис. 7.19. Принципова схема трифазного автотрансформатора

Автотрансформатори застосовують в електроприводі змінного струму для зменшення пускових струмів двигунів значної потужності, а також для регулювання режимів роботи електроталургійних печей.

Автотрансформатори малої потужності застосовують у пристроях радіо, зв'язку й автоматики.

Широко поширені автотрансформатори з змінним коефіцієнтом трансформації. У цьому випадку автотрансформатор постачають пристроєм, що дозволяє регулювати значення вторинної напруги шляхом зміни числа витків w_{ax} . Здійснюється це або перемикачем, або за допомогою ковзного контакту (щітки), переміщуваного безпосередньо по зачищених від ізоляції витках обмотки. Такі автотрансформатори, називані регуляторами напруги (ЛАТР), можуть бути однофазними (рис. 3.5) і трифазними.

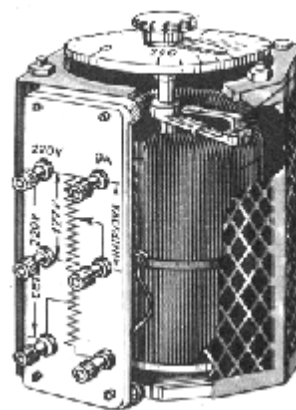


Рис. 7.20. Регулювальний однофазний автотрансформатор

7.7.3. Вимірювальні трансформатори

Вимірювальні трансформатори так само, як і звичайні складаються з первинної обмотки, сталевого сердечника і вторинної обмотки і працюють по загальному принципу трансформації.

На рис. 7.21 приведений загальний вид вимірювальних трансформаторів: а – трансформатор напруги, б – трансформатор струму. На рисунку позначено: A і X – затискачі обмотки вищої напруги, a і x – затискачі обмотки нижчої напруги трансформатора напруги; L_1 , L_2 , I_1 і I_2 – відповідно затискачі первинної обмотки і вторинної обмотки трансформатора струму.

Вимірювальні трансформатори призначаються для трансформування струму і напруги з метою розширення меж виміру приладів, і крім того, у ланцюгах високої напруги служать для відділення приладів, що включаються, від високої напруги.

На рис. 7.22 приведена схема ввімкнення вимірювальних приладів (амперметра, вольтметра і ватметра) через вимірювальні трансформатори струму і напруги.

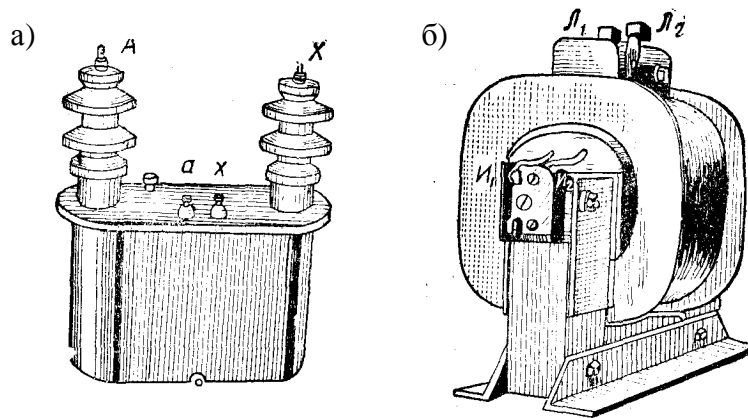


Рис. 7.21. Загальний вид вимірювальних трансформаторів.
а – трансформатор напруги, б – трансформатор струму

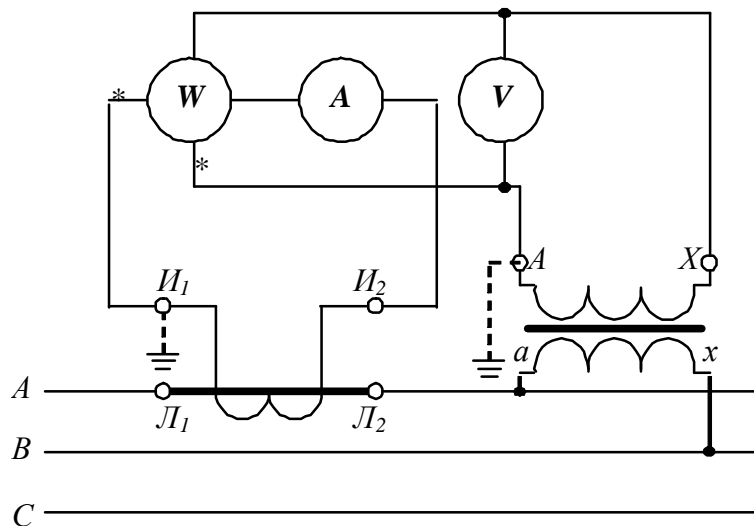


Рис. 7.22. Схема ввімкнення вимірювальних приладів (амперметра, вольтметра і ватметра) через вимірювальні трансформатори струму і напруги.

Як видно на рисунку, первинна обмотка трансформатора струму включається послідовно у фазу ланцюга; у вторинну обмотку трансформатора включаються послідовно струмові котушки приладів. Первинна обмотка трансформатора напруги включається в лінію паралельно; у вторинну обмотку трансформатора включаються котушки напруги вимірювальних приладів.

З метою безпеки вторинні обмотки вимірювальних трансформаторів повинні бути обов'язково заземлені (рис. 7.12); якщо через первинну обмотку трансформатора струму проходить струм, то ланцюг вторинної обмотки його не повинен розмикатися, у противному випадку на затискачах I_1 і I_2 може виникнути висока напруга, небезпечна для людини, при цьому трансформатор струму може перегрітися і вийти з ладу.

Коефіцієнт трансформації трансформатора напруги визначається за формулою

$$k_H = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}.$$

де U_1 – вища напруга (на первинній стороні), B ; U_2 – нижча напруга (на вто-

ринній стороні), B .

Звичайно трансформатори напруги виготовляються на нижчу напругу $U_2=100\text{ В}$; вища напруга U_1 може складати 3.6; 10; 35; 110; 220; 400 кВ.

Котушки напруги вимірювальних приладів, що включаються, повинні бути розраховані на $U_2 = 100\text{ В}$, а шкали приладів повинні бути проградуїровані відповідно на 3000, 6000, 10000 В і т. п.

Коефіцієнт трансформації трансформаторів струму визначається по формулі

$$k_T = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1}. \quad (7.50)$$

де I_1 – струм номінальний первинної обмотки, А; I_2 – струм номінальний вторинної обмотки, А. Звичайно трансформатори струму виготовляються на номінальний струм у вторинній обмотці в 5 А, а первинна обмотка виготовляється на струми від 5 до 1000 А і вище.

Струмові котушки вимірювальних приладів повинні бути розраховані на 5 А, а шкали приладів повинні бути проградуїровані відповідно струмам первинної обмотки 5, 10, 15... 100 А і т.п.

На рис. 7.23 приведені загальний вид і схема вимірювальних кліщів, що представляють собою рознімний трансформатор струму з ввімкненим амперметром. Тут первинною обмоткою є провід кола, у якому виміряється струм.

Вимірювальні кліщі на виробництві застосовуються для виміру струму навантаження двигунів, генераторів (змінного струму) і т.п. з метою перевірки і контролю їхньої роботи.

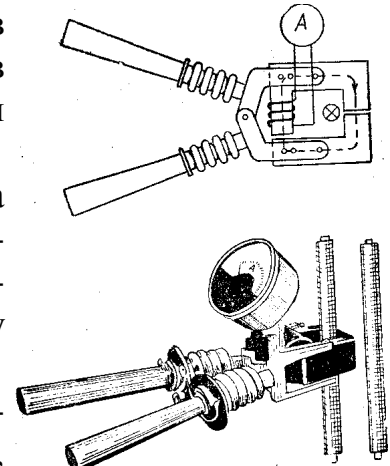


Рис. 7.23. Загальний вид і схема вимірювальних кліщів

7.7.4. Трансформатори для електродугового зварювання

Трансформатори для електродугового зварювання являють собою понижуючі однофазні сухі трансформатори з вторинною напругою при холостому ході 60...75 В. Ця напруга необхідна для надійного запалювання електричної дуги. При номінальному навантаженні вторинна напруга зменшується до 30 В.

При роботі зварювальних трансформаторів коротке замикання є нормальним експлуатаційним режимом. Тому для обмеження струму к.з. і стійкого горіння дуги такий трансформатор повинний мати крутопадаючу зовнішню характеристику, а ланцюг зварювального струму повинен мати значну індуктивність. Для цього в зварювальних трансформаторах первинну і вторинну обмотки розміщують на різних стрижнях магнітопроводу, внаслідок чого опір короткого замикання z_k та напруга u_k виявляються в кілька разів більше чим у звичайних силових трансформаторів.

Звичайно в зварювальних трансформаторах послідовно з вторинною обмоткою включають реактор L з змінною індуктивністю (рис. 7.24, а). Регулюючи індуктивність реактора (змінюючи повітряний зазор його магнітопроводу), змінюють форму зовнішньої характеристики 1 чи 2 трансформатора (рис. 7.24, б) і струм дуги I_{21} чи I_{22} , що відповідає напрузі горіння дуги U_d .

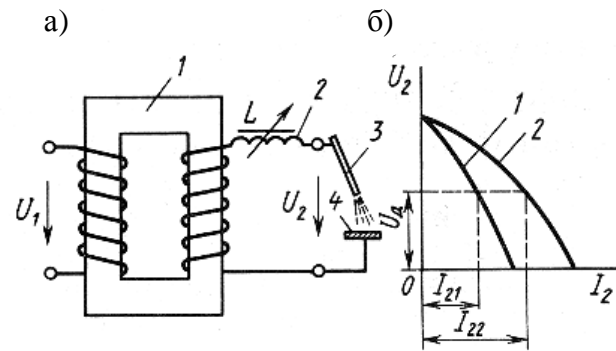


Рис. 7.24. Електрична схема (а) і зовнішні характеристики (б) зварювального трансформатора: 1 – трансформатор; 2 – реактор з змінною індуктивністю; 3 – електрод; 4 – деталь, що зварюється

Контрольні запитання

1. Призначення і принцип роботи трансформатора.
2. З яких частин складається трансформатор? Які їх функції?
3. Як визначити номінальні струми і номінальну вторинну напругу трансформатора?
4. Що називається коефіцієнтом трансформації?
5. Чому трансформатори не працюють від мережі постійного струму?
6. Чому обмотки вищої і нижчої напруг розміщують на загальному стержні?
7. Запишіть рівняння магніторушійних сил у трансформаторі.
8. Що таке приведений трансформатор?
9. Дайте пояснення, чому магнітний потік трансформатора практично не залежить від навантаження.
10. На що витрачається активна потужність, що споживається трансформатором при дослідах х.х. і к.з.?
11. Що таке група з'єднання і як вона позначається?
12. Які групи з'єднання передбачені ДСТ?
13. Як зміниться відношення лінійних напруг трифазного трансформатора, якщо його обмотки переключити зі схеми Δ/Y на Y/D ? з Δ/Y на Y/Y ? з Δ/Δ на Y/Y ?
14. Яких умов необхідно дотримуватися при ввімкненні трансформатора на паралельну роботу?
15. Для чого виготовляють багатообмоткові трансформатори?
16. Які переваги і недоліки автотрансформатора?
17. Поясніть пристрій автотрансформатора зі змінним коефіцієнтом трансформації.
18. Які похибки виникають при використанні трансформаторів напруг і струму для виміру напруг і струму?
19. Що роблять для зниження струму к.з. у зварювальних трансформаторах?
20. Як розміщують обмотки вищої і нижчої напруг у зварювальних трансформаторах?

Типові задачі

1. Визначити ЕРС первинної обмотки трансформатора, що має 450 витків, якщо трансформатор підключений до мережі змінного струму з частотою $f = 50$ Гц, а магнітний потік у сердечнику $F = 2.17 \cdot 10^{-3}$ Вб.

2. Число витків первинної обмотки трансформатора $w_1 = 900$, вторинної $w_2 = 25$. Визначити напругу холостого ходу на вторинній обмотці, якщо трансформатор підключений до мережі змінного струму з напругою $U_1 = 6000 \text{ В}$.

3. Трансформатор підключили до мережі змінного струму з напругою $U_1 = 220 \text{ В}$ і частотою $f = 50 \text{ Гц}$. Визначити коефіцієнт трансформації, якщо сердечник має перетин $7,6 \text{ см}^2$, найбільша магнітна індукція $B = 0,95 \text{ Тл}$, а число витків вторинної обмотки $w_2 = 40$.

4. Трансформатор підключили до мережі змінного струму з напругою $U = 220 \text{ В}$. Струм первинної обмотки $I_1 = 7,1 \text{ А}$. Визначити $\cos \phi_1$ якщо потужність у вторинній обмотці трансформатора $P = 1 \text{ кВт}$, а ККД трансформатора складає 80% .

5. Трифазний трансформатор номінальною потужністю $S_{\text{ном}} = 180 \text{ кВт}$ та номінальними напругами (лінійними) $U_{1\text{ном}} = 3 \text{ кВ}$ і $U_{2\text{ном}} = 0,4 \text{ кВ}$ має напругу короткого замикання $u_k = 5,5 \%$, струм холостого ходу $i_0 = 5,5 \%$, втрати холостого ходу $P_0 = 1,2 \text{ кВт}$ і втрати короткого замикання $P_k = 3,6 \text{ кВт}$. Обмотки трансформатора з'єднані за схемою Y/Y . Потрібно визначити параметри Т-образної схеми заміщення, вважаючи її симетричною: $r_1 = r'_2$ і $x_1 = x'_2$; визначити ККД h і корисну потужність P_2 , що відповідає значенням повної споживаної потужності $S_1 = 0,25S_{\text{ном}}$, $S_2 = 0,5S_{\text{ном}}$, $S_3 = 0,75S_{\text{ном}}$, $S_4 = S_{\text{ном}}$ та $S_5 = 1,25S_{\text{ном}}$ при коефіцієнтах потужності навантаження $\cos \phi_2 = 0,8$ і $\cos \phi_2 = 1,0$.

6. Амперметр зі шкалою $0 - 500$ поділок, розрахований на 5 А , ввімкнений у коло через трансформатор струму $400/5 \text{ А}$. Який струм проходить у первинній обмотці трансформатора, якщо амперметр показує 350 поділок?

7. Ваттметр, що має межі виміру $U = 150 \text{ В}$, $I = 5 \text{ А}$ та число поділок шкали 150 , ввімкнений через вимірювальний трансформатор напруги $6000/100 \text{ В}$ та трансформатор струму $500/5 \text{ А}$. Визначити потужність первинного ланцюга, якщо показання ваттметра – 124 поділки.

8. До трансформатора напруги $НОМ-10$ (номінальна напруга первинної обмотки $10\,000 \text{ В}$, вторинної – 200 В) підключили вольтметр, розрахований на 200 В . Визначити напругу на вольтметрі, якщо напруга в первинному ланцюзі понизилася до 9850 В .

ТРИФАЗНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ

§ 8.1. Принцип дії та конструкція трифазних асинхронних двигунів

8.1.1. Попередні зауваження

Електрична машина представляє собою обертовий електромеханічний перетворювач електричної енергії в механічну або навпаки – механічної в електричну. В першому випадку машини називають двигунами, в другому – генераторами. Для всіх електричних машин, як зазначалося вище (див. § 6.2), принцип роботи ґрунтується на використанні фізичних законів електромагнітної індукції та електромагнітних сил.

Згідно з прийнятою термінологією асинхронна машина це безколекторна машина змінного струму, в якій відношення частоти обертання ротора до частоти струму в мережі, до якої машина підключена, залежить від навантаження.

Асинхронна машина, як і будь-яка обертова електрична машина, має властивість оборотності і може працювати, як у режимі двигуна, так і в режимі генератора. Однак найбільше практичне застосування отримали асинхронні двигуни. Вигідно відрізняючись від інших електродвигунів простотою конструкції і високою експлуатаційною надійністю, асинхронні двигуни в даний час є основними типами електродвигунів, що застосовуються для приводу різних механізмів у промисловості, на будівництві, у сільському господарстві.

В основу принципу дії асинхронної машини покладено використання обертового магнітного поля, що індукуює електрорушійну силу (ЕРС) в обмотці ротора під дією якої в замкнутій обмотці ротора проходить струм. При взаємодії струму обмотки ротора з обертовим магнітним полем створюється електромагнітний момент, який призводить ротор в обертання (у руховому режимі) чи здійснює його гальмування (у гальмових режимах).

Електромагнітна схема асинхронної машини (рис. 8.1, а) відрізняється від схеми трансформатора тим, що первинна обмотка розміщена на нерухомому статорі 1, а вторинна – на обертовому роторі 3. Між ротором і статором є повітряний зазор, величину якого для поліпшення магнітного зв'язку між обмотки намагаються зробити по можливості малим. Обмотка статора 2, як правило, трифазна, котушки якої розміщаються рівномірно по колу внутрішньої поверхні феромагнітного сердечника статора. Фази обмоток статора $A-X$, $B-Y$ і $C-Z$ з'єднуються в зірку чи в трикутник і підключається до мережі трифазного струму (рис. 8.1, б). Обмотка ротора 4 виконується трифазною чи багатофазною і розміщається рівномірно вздовж окружності зовнішньої поверхні феромагнітного сердечника ротора. Фази її $a-x$, $b-y$ і $c-z$ у найпростішому випадку замикаються накоротко. Розміщення виводів обмоток статора на щитку двигуна і з'єднання цих виводів для реалізації схем з'єднання в зірку чи в трикутник представлені на рис. 8.1, в і 8.1, г. При аналізі процесів в асинхронних машинах початки і кінці обмоток статора і ротора позначаються (у методичних цілях), як і в трансформаторах, тобто вони відповідають прийнятим фазам електричної ме-

режі. У тих асинхронних машинах що випускаються промисловістю прийняті інші позначення: початку фазних обмоток статора $C1, C2, C3$; кінці відповідно $C4, C5, C6$; виводи обмотки ротора (якщо вони є) – $P1, P2, P3$. Для електричних машин змінного струму в останні роки встановлена система позначень виводів обмоток, що відповідає міжнародним стандартам. Відповідно до цієї системи виводи позначаються літерами латинського алфавіту: перша фаза обмотки статора – літерою U , друга фаза – літерою V , третя фаза – літерою W ; виводи обмотки ротора відповідно по фазам літерами – K, H, M . Начала і кінці фаз позначаються відповідно цифрами 1 та 2, які стоять після літери.

8.1.2. Створення обертового магнітного поля

При ввімкненні обмоток статора в трифазну систему змінного струму частотою f_1 в них під дією напруг мережі буде виникати симетрична система струмів i_A, i_B, i_C , часова діаграма яких показана на рис. 8.2, а. Ці струми зсунені по фазі (у часі) відносно один одного на 120 ел. град:

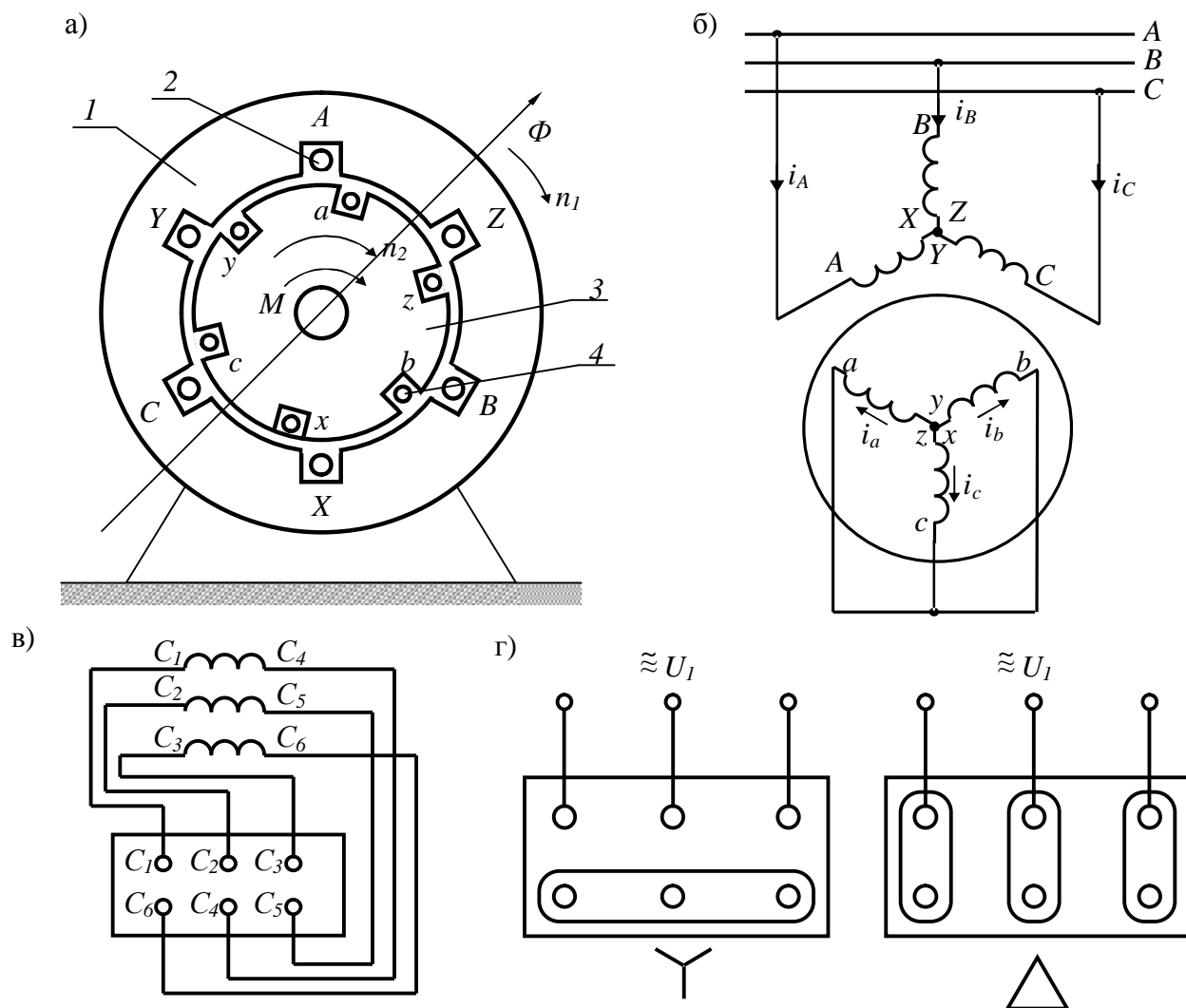


Рис. 8.1. Електромагнітна схема асинхронної машини (а), варіант схеми ввімкнення обмоток (б), розташування виводів обмоток статора на щитку двигуна (в) та з'єднання обмоток статора зіркою Y та трикутником D (г)

$$i_A = I_{Amax} \sin \omega t; \quad i_B = I_{Bmax} \sin(\omega t - 120^\circ); \quad i_C = I_{Cmax} \sin(\omega t + 120^\circ). \quad (8.1)$$

Векторні діаграми струмів обмоток представлені на рис. 8.2, б.

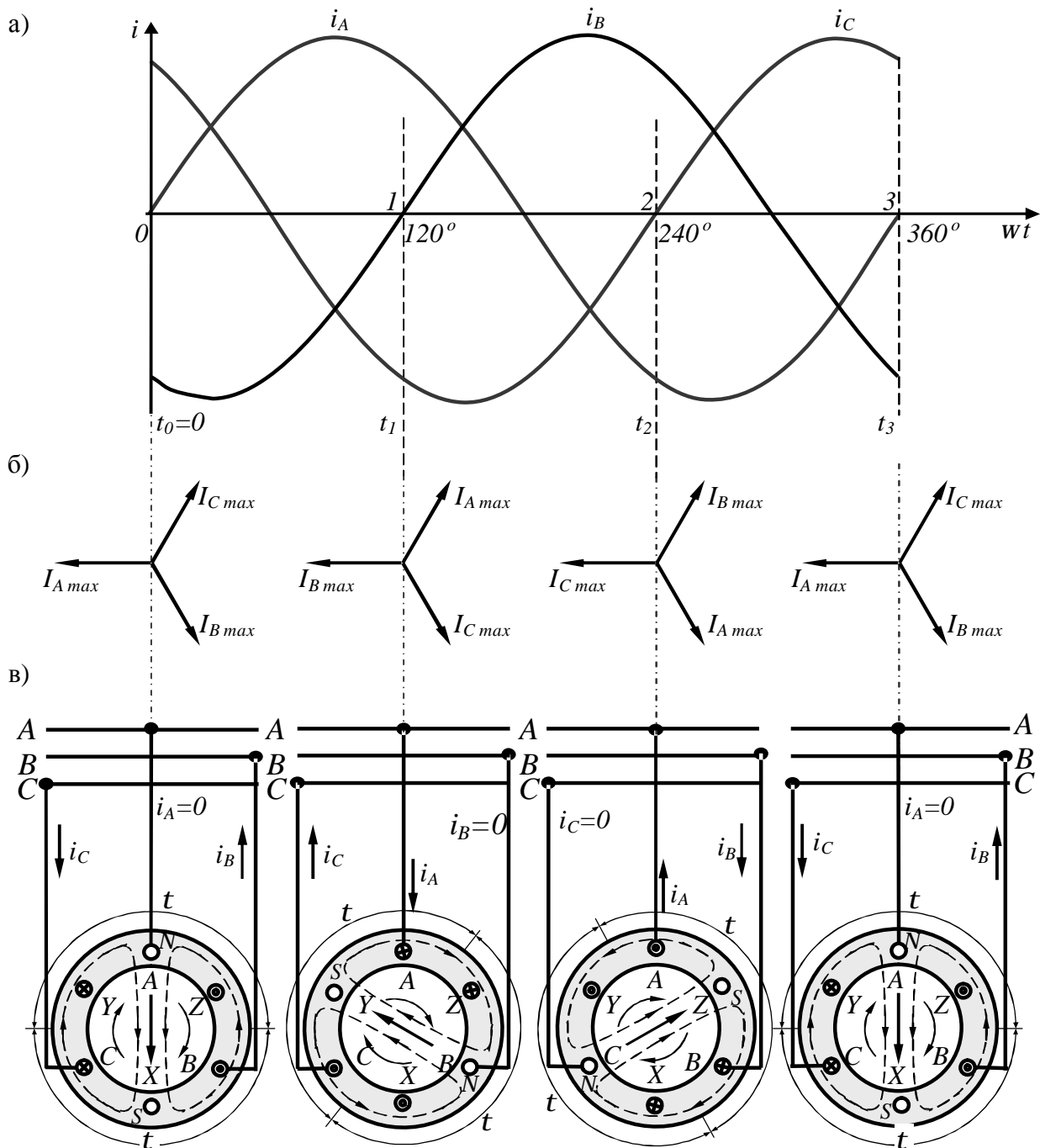


Рис. 8.2. Принцип створення обертового магнітного поля трифазною двополюсною обмоткою: а – часова діаграма струмів статора; б – векторні діаграми струмів обмоток статора для моментів часу t_0 , t_1 , t_2 , t_3 ; в – результуюче магнітне поле для моментів часу t_0 , t_1 , t_2 , t_3

Принцип утворення обертаючого магнітного поля розглянемо на прикладі найпростішої трифазний двополюсної обмотки, кожна фаза якої складається з однієї котушки ($q = 1$). Кожна з котушок, при проходженні по ній струму, створює свою МРС $F_\phi = i_\phi \cdot w_\phi$ (w_ϕ – число витків котушки), причому ця МРС нерухома в просторі і пульсує в часі (як і МРС обмоток трансформатора). Розгля-

немо результуючу МРС трифазної обмотки для різних моментів часу, відзначеним на графіку рис. 8.2, а. Відомо, що проекції векторів струмів на вісь ординат відповідають миттєвим значенням струмів, тому у момент часу $t_0=0$ струм у фазі AX дорівнює 0 ($i_A=0$), у фазі BC має негативний напрямок (від C к B), а у фазі CZ – позитивний напрямок (від C к Z). Ці напрямки струмів відзначені на рис. 8.2, в. Відповідно до зазначених напрямків струмів визначаємо напрямок результуючої МРС трьохфазної обмотки статора F_1 (напрямок магнітних силових ліній, що охоплює провідники з однаковим напрямком струму, визначається правилом буравчика). Вектор результуючої МРС обмотки статора для моменту $t_0=0$ спрямований униз (рис. 8.2, в).

У момент часу t_1 струм в обмотці фази BC дорівнює нулю, струм у фазі AX має позитивний напрямок (від A к X), а у фазі CZ – негативне напрямок (від Z до C). Зробивши побудови, аналогічні моменту часу t_0 , бачимо, що вектор МРС F_1 повернеться щодо свого положення в момент часу t_0 на 120° по годинній стрілці. Проводячи такі ж побудови для моментів часу t_2 і t_3 , встановимо, що вектор F_1 щоразу повертається ще на 120° і за один період змінного струму здійснює повний оборот (360°). Обертова МРС створює в розточенні статора обертове магнітне поле.

Таким чином, за рахунок почергових максимумів струму в котушках (зсування в часі струмів i_A , i_B і i_C) і зсування котушок у просторі, результуючі МРС і магнітне поле трифазної обмотки будуть обертовими.

Очевидно, що розглянуте на рис. 8.2 магнітне поле еквівалентне полю двополюсного магніту, що обертається, з полюсами N і S , тому внутрішню поверхню статора можна представити такою, що складається з двох полюсних розподілів τ (рис. 8.2, в).

Для одержання чотирьохполюсного магнітного поля можна використувати варіант статора з 12 пазами (рис. 8.3). На одній його половині розташовані розглянуті раніше котушки $A - X$, $B - Y$, $C - Z$, а на іншій – аналогічні котушки $A' - X'$; $B' - Y'$; $C' - Z'$. При послідовному з'єднанні котушок однакових фаз і ввімкненні їх у мережу в кожній фазі виявиться дві котушки. На кожній половині статора утворяться свої полюси, загальне число полюсів $2p = 4$, число пар полюсів $p = 2$. Поле обертається, причому за період струму кожен полюс, наприклад N проходить той же шлях 2τ , що і на рис. 8.2, в. Це складає тільки пів обороту щодо статора на рис. 8.3, тобто частота

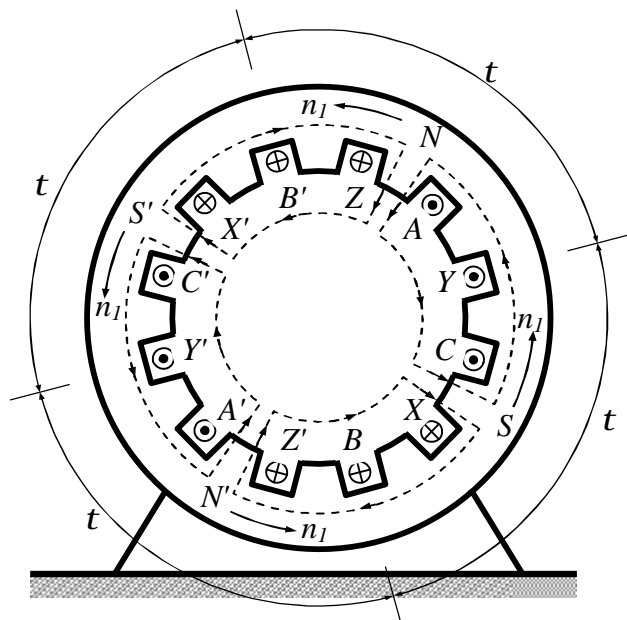


Рис. 8.3. Принцип утворення чотириполюсного магнітного поля трифазною обмоткою (напрямки струмів в обмотках показані для моменту часу, коли струм в котушках $B-Y$ та $B'-Y'$ максимальний)

обертання магнітного поля зменшується вдвічі.

Якщо частота струму в обмотці статора $f_1 = 50$ Гц, то вектор МРС, створений трифазною двополюсною обмоткою, обертається з частотою 50 об/с (тобто f_1 об/с, або $60 f_1$ об/хв). У загальному випадку частота обертання магнітного поля статора (вектора МРС) n_1 – синхронна частота обертання – прямо пропорційна частоті живильного струму f_1 і зворотно-пропорційна числу пар полюсів p обмотки статора:

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}, \text{ об/хв.} \quad (8.2)$$

Значення синхронної частоти обертання для промислової частоти змінного струму $f_1 = 50$ Гц приведені нижче:

Число пар полюсів p	1	2	3	4	5	6
Синхронна частота обертання n_1 , об/хв.	3000	1500	1000	750	600	500

8.1.3. Принцип дії асинхронного двигуна

Обертове магнітне поле статора перетинає провідники обмоток та індукує у них ЕРС: в обмотці фази статора – ЕРС самоіндукції $E_{1\phi}$, яка направлена зустрічно прикладеному до обмотки напрузі й обмежуючу значення струму в обмотці, і в обмотці ротора – ЕРС взаємоіндукції $E_{2\phi}$ (як у первинній і у вторинній обмотках трансформатора). Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки (з урахуванням напрямку руху провідника щодо ліній поля) і зазначені в провідниках $A-X$ і $a-x$ на рис. 8.4. Якщо коло обмотки ротора замкнено через пусковий реостат (а в короткозамкненому роторі вона завжди замкнена за допомогою замикаючих кілець), в обмотках ротора виникає змінний струм $I_{2\phi}$, активна складова котрого збігається з напрямком ЕРС $E_{2\phi}$. На провідники ротора зі струмом $I_{2\phi}$ діють електромагнітні сили F_e , напрямки яких визначається правилом лівої руки (рис. 8.4). Сукупність сил усіх провідників ротора створює загальний електромагнітний момент M_e , його напрямки збігається з напрямком обертання магнітного поля. Якщо обертаючий електромагнітний момент M_e більше моменту опору робочої машини (РМ) на валу M_c , ротор почне обертатися

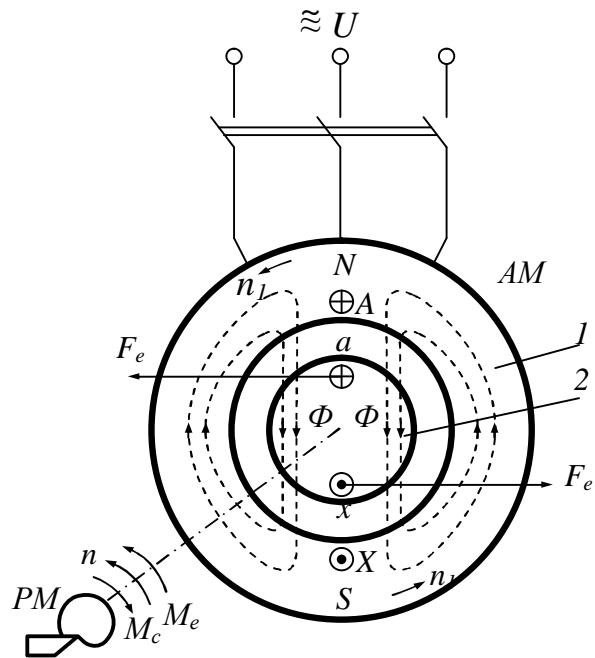


Рис. 8.4. Взаємодія обертаючого поля з обмотками статора (1) та ротора (2) асинхронного двигуна

Таким чином, електрична енер-

гія, що надходить в обмотку статора з мережі, перетвориться в механічну на валу двигуна.

Чим більше частота обертання ротора n , тим повільніше магнітне поле обертається щодо ротора ($n_s = n_1 - n$); у випадку збігу цих частот обертове поле не перетинає обмотку ротора й у них не індукується ЕРС ($E_{2\phi} = 0$), а, отже, і не створюється обертаючий момент ($I_{2\phi} = 0, F_e = 0, M_e = 0$).

Для оцінки різниці частот обертання магнітного поля (n_1) і ротора (n) в асинхронних машинах використовують відносну різницю частот обертання і, називану ковзанням

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad \text{або} \quad s = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot 100\%. \quad (8.3)$$

Частота обертання ротора асинхронного двигуна з врахуванням (8.3):

$$n = n_1(1 - s). \quad (8.4)$$

Таким чином, характерною рисою асинхронного двигуна є наявність ковзання, тобто нерівність частот обертання n_1 і n . Тому двигун і називають *асинхронний*: ротор обертається *несинхронно* з магнітним полем.

Ковзання асинхронного двигуна в процесі експлуатації може змінитися від 0 до 1, що відповідає частоті обертання ротора від n_1 до 0. При цьому $s \approx 0$ ($n \approx n_1$) відповідає режиму холостого ходу, коли ротор двигуна не випробує протидіючих моментів, а $s = 1$ відповідає режиму короткого замикання, коли протидіючий момент приводного механізму перевищує обертаючий момент і тому ротор двигуна нерухомий ($n = 0$).

Ковзання, що відповідає номінальному навантаженню двигуна, називають *номінальним ковзанням*. Для двигуна нормального виконання потужністю від 1 до 1000 кВт номінальне ковзання знаходиться в межах відповідально 0,06 – 0,01 (6% – 1%).

На щитку заводських даних двигуна вказується *номінальна частота обертання вала ротора* n_n . Ця величина дає можливість визначити синхронну частоту обертання n_1 (шляхом округлення n_n до найближчого із синхронного ряду з огляду на мале значення s_n), точне значення s_n , а також число полюсів обмотки статора $2p$.

8.1.4. Конструкція асинхронних двигунів

Конструктивно асинхронний двигун складається з двох основних частин, розділених повітряним зазором: нерухомого *статора* й обертового *ротора*. Кожна з цих частин має осердя і обмотку. При цьому обмотка статора включається в мережу і є як би первинною, а обмотка ротора – вторинною, тому що енергія в неї надходить з обмотки статора за рахунок магнітного зв'язку між цими обмотками.

По своїй конструкції асинхронні двигуни розділяються на два типи: двигуни з короткозамкненим ротором і двигуни з фазним ротором.

Розглянемо основні конструктивні елементи цих двох типів двигунів.

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором одержали найбільше поширення. В серії 4А виконуються на всі потужності, включаючи 400 кВт.

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором серії 4А та їх модифікації можна розділити на два різновиди по ступеню захисту і способу охолодження. Машина закриті, захищені від попадання усередину її бризгів будь-якого напрямку і предметів діаметром більш 1 мм, мають зовнішній обдув вентилятором (рис. 8.5). За ДСТ 14254-69 це виконання має позначення *IP44* та називається закритим обдуваємым.

Другим різновидом конструкції є машини з виконанням по ступені захисту *IP23*. Таке виконання називається захищеним з самовентиляцією. У цих машинах забезпечується захист від можливості доторку пальців рук і твердих предметів діаметром більш 12,5 мм зі струмоведучими та обертовими частинами машини. Виконання *IP23* забезпечує захист від влучення усередину машини крапель, що падають під кутом 60° до вертикалі. Іноді таке виконання називають краплезахисним.

В залежності від умов експлуатації електродвигуни виготовляють також інших конструкцій, а саме: відкриті, вибухобезпечні, краново-металургійні, заглиблені, побутові та інші.

Нерухома частина двигуна (рис. 8.5) – статор – складається з корпусу *11* і осердя *10* із трифазною обмоткою. Корпус двигуна відливають з алюмінієвого сплаву, з чавуну або роблять зварним. Розглянутий двигун має закрите виконання, що обдувається. Тому поверхня його корпусу має ряд подовжніх ребер, призначення яких полягає в тому, щоб збільшити поверхню охолодження двигуна.

В корпусі розташовано осердя *10* статора, що має шихтовану конструкцію, відштамповані пластини з тонколистової електротехнічної сталі товщиною 0,5 мм покриті шаром ізоляційного лаку, зібрані в пакет і скріплені спеціальними скобами або подовжніми звареними швами по зовнішній поверхні пакета. Така конструкція осердя сприяє значному зменшенню вихрових струмів, що виникають у процесі намагнічування осердя обертовим магнітним полем. На внутрішній поверхні осердя статора знаходяться подовжні пази, в яких розташовані пазові частини обмотки статора, з'єднані у визначеному порядку лобовими частинами, що знаходяться за межами осердя по його торцевих сторонах.

В розточці статора розташована обертова частина двигуна – ротор, що складається з вала *1* і осердя *9* з короткозамкнутою обмоткою. Таку обмотку, називають "біляча клітина", воно являє собою ряд металевих (алюмінієвих або мідних) стержнів, розташованих в пазах осердя ротора, замкнених із двох сторін короткозамикаючими кільцями (рис. 8.6, а). Осердя ротора також має шихтовану конструкцію, але листи ротора не покриті ізоляційним лаком, а мають на своїй поверхні тонку плівку оксиду. Це є достатньою ізоляцією, що обмежує вихрові струми, тому що величина їх невелика через малу частоту перемагнічу-

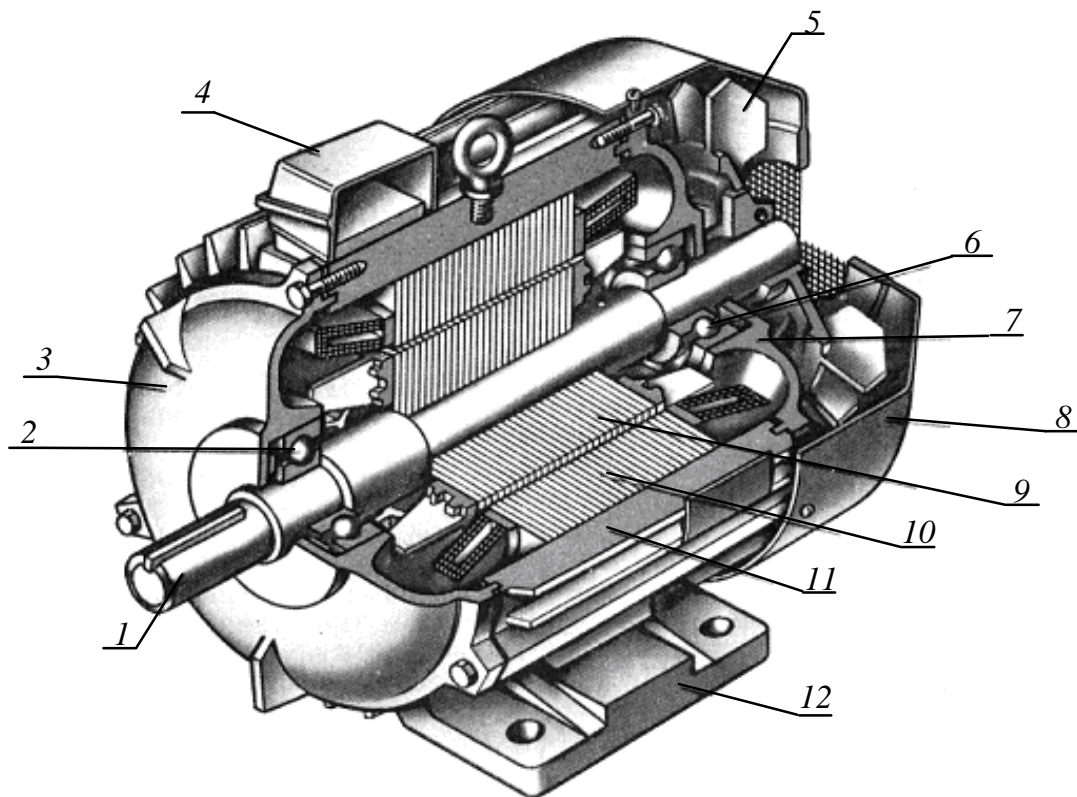


Рис. 8.5. Конструкція трифазного асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором: 1 – вал; 2,6 – підшипники; 3, 7 – підшипникові щити; 4 – коробка виводів; 5 – вентилятор; 8 – кожух вентилятора; 9 – осердя ротора з короткозамкнутою обмоткою; 10 – осердя статора з трифазною обмоткою; 11 – корпус; 12 – лапи.

вання осердя ротора. Наприклад, при частоті мережі 50 Гц і номінальному ковзанні 6 % частота перемагнічування осердя ротора складає 3 Гц. Короткозамкнена обмотка ротора в більшості двигунів виконується заливанням зібраного осердя ротора розплавленим алюмінієвим сплавом. При цьому одночасно зі стержнями обмотки відливаються короткозамикаючі кільця і вентиляційні лопатки (рис. 8.6, б).

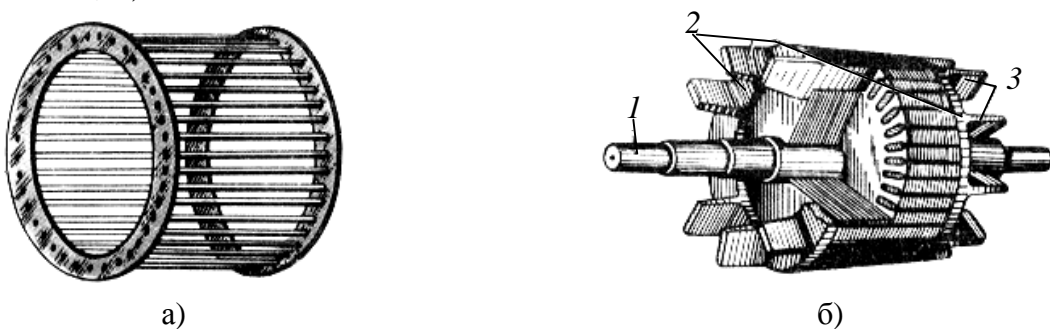


Рис. 8.6. Короткозамкнений ротор: а – обмотка «біляча клітка», б – ротор з обмоткою, виконаної методом лиття під тиском, 1 – вал, 2 – короткозамикаючі кільця, 3 – вентиляційні лопатки

Вал ротора обертається в підшипниках кочення 2 і 6, розташованих в підшипникових щитах 3 і 7, які прикріплені до корпусу 11

Охолодження двигуна здійснюється методом обдуву зовнішньої ребреної поверхні корпусу відцентровим вентилятором 5, прикритим кожухом 8. На

торцевій поверхні цього кожуха знаходяться отвори для забору повітря. Двигуни потужністю 15 кВт і більше крім закритого роблять ще і захищеного виконання з внутрішньою самовентиляцією. В підшипникових щитах цих двигунів знаходяться отвори (жалюзі), через які повітря за допомогою вентилятора проганяється через внутрішню порожнину двигуна. При цьому повітря "омиває" нагріті частини (обмотки, осердя) двигуна й охолодження виходить більш ефективним, ніж при зовнішньому обдуві.

Кінці обмоток фаз виводять на затискачі коробки виводів 4. Як правило асинхронні двигуни призначені для ввімкнення в трифазну мережу на дві різних напруги, що відрізняються в $\sqrt{3}$ раз. Наприклад, двигун розрахований для ввімкнення в мережу на напруги 380/660 В. Якщо в мережі лінійна напруга 660 В, то трифазну обмотку статора варто з'єднати зіркою, а якщо 380 В, то трикутником. В обох випадках напруга на обмотці кожної фази буде 380 В. Виводи обмоток фаз розташовують на панелі таким чином, щоб з'єднання обмоток фаз було зручно виконувати за допомогою перемичок, без перехресування останніх (рис. 8.1, в, г). У деяких двигунах невеликої потужності в коробці виводів знаходяться лише три затискачі. У цьому випадку двигун може бути ввімкнений у мережу лише на одну напругу (з'єднання обмотки статора такого двигуна зіркою чи трикутником виконано усередині двигуна).

Монтаж двигуна в місці його установки здійснюється або за допомогою лап 12, або за допомогою фланця. В останньому випадку на підшипниковому щиті (з боку виступаючого кінця вала) роблять фланець з отворами для кріплення двигуна на робочій машині. Для запобігання від можливої поразки електричним струмом обслуговуючого персоналу двигуни забезпечуються болтами заземлення (не менше двох).

Асинхронні двигуни з фазним ротором конструктивно відрізняється від розглянутого двигуна головним чином будовою ротора (рис. 8.7).

Статор цього двигуна також складається з корпусу 3 і осердя 4 із трифазною обмоткою, а також підшипникових щитів 2 і 6 з підшипниками кочення 1 і 7. До корпусу 3 прикріплені лапи 10 і коробка виводів 9. Однак ротор має більш складну конструкцію. На валу 8 закріплене шихтоване осердя 5 із трифазною обмоткою, виконаної аналогічно обмотці статора. Цю обмотку, як правило, з'єднують зіркою, а її кінці приєднують до трьох контактних кілець 11, розташованих на валу й ізольованих одне від одного і від вала. Для здійснення електричного контакту з обмоткою обертового ротора в двигуні передбачений струмозійомний апарат 12, що складається з щіток і щіткотримачів. Щіткотримачі укріплені на ізольованій частині пальця, металевий кінець якого угвинчений у прилив підшипникового щита.

Асинхронні двигуни з фазним ротором мають більш складну конструкцію. Вони менш надійні, але мають кращі регульовальні і пускові властивості, ніж двигуни з короткозамкненим ротором.

Система вентиляції і ступінь захисту двигунів з фазним ротором – IP23 та IP44.

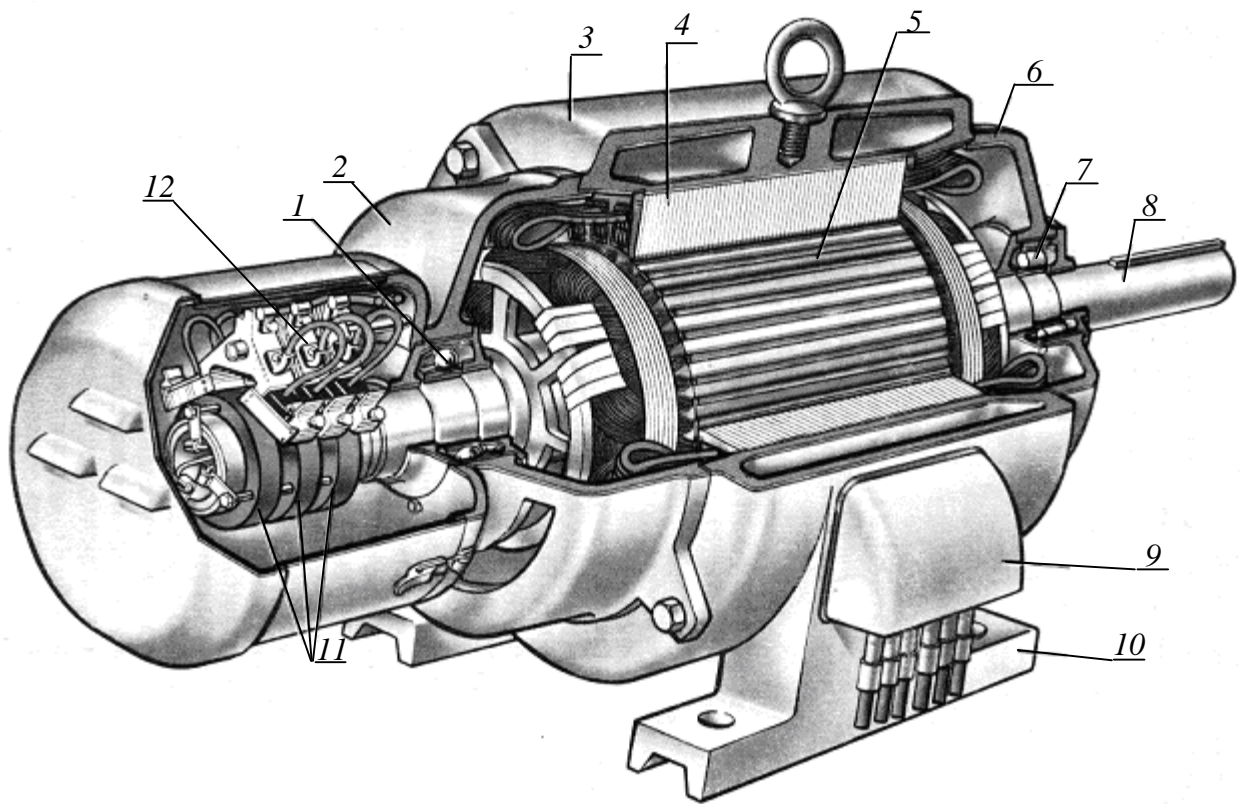


Рис. 8.7. Будова трифазного асинхронного двигуна з фазним ротором:
 1, 7 – підшипники; 2, 6 – підшипникові щити; 3 – корпус; 4 – осердя статора з обмоткою;
 5 – осердя ротора з обмоткою; 8 – вал; 9-коробки виводів; 10 – лапи; 11 – контактні кільця,
 12 – струмозйомний апарат

На корпусі асинхронного двигуна прикріплена табличка, на якій зазначені тип двигуна, завод – виготовлювач, рік випуску і номінальні дані (корисна потужність, напруга, струм, коефіцієнт потужності, частота обертання і ККД).

§ 8.2. Робочі процеси в асинхронному двигуні

8.2.1. Рівняння напруг асинхронного двигуна

Як впливає з принципу дії асинхронного двигуна, обмотка ротора не має електричного зв'язку з обмоткою статора. Між цими обмотками існує тільки магнітний зв'язок, і енергія з обмотки статора передається в обмотку ротора магнітним полем. У цьому відношенні асинхронна машина аналогічна трансформатору: обмотка статора є первинною, а обмотка ротора – вторинною.

У процесі роботи асинхронного двигуна струми в обмотках статора і ротора створюють дві магніторушійні сили: МРС статора і МРС ротора. Спільною дією ці МРС наводять у магнітній системі двигуна результуючий магнітний потік, що обертається щодо статора із синхронною частотою обертання n_1 . Так само як і в трансформаторі, цей магнітний потік можна розглядати складеним з основного потоку Φ , зчепленого як з обмоткою статора, так і з обмоткою рото-

ра (магнітний потік взаємоіндукції), і двох потоків розсіювання: Φ_{S1} – потоку розсіювання обмотки статора і Φ_{S2} – потік розсіювання обмотки ротора.

Розглянемо, які ЕРС наводять зазначені потоки в обмотках двигуна.

Магнітні потоки розсіювання Φ_{S1} і Φ_{S2} створюються струмами обмоток фаз статора (I_1) і ротора (I_2) і індують у цих обмотках відповідні ЕРС розсіювання, миттєві значення яких

$$e_{S1} = -L_{S1} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad \text{та} \quad e_{S2} = -L_{S2} \cdot \frac{di_2}{dt},$$

де L_{S1} і L_{S2} – індуктивності розсіювання відповідно обмоток фаз статора і ротора, Гн.

Так як магнітні потоки розсіювання зчеплені з витками тільки власної обмотки, а отже замикаються головним чином у немагнітному середовищі (повітря, мідь), магнітна проникність якого постійна, тому індуктивності L_{S1} і L_{S2} можна вважати постійними.

Індуктивності розсіювання обумовлюють індуктивні опори розсіювання обмоток статора і ротора: x_1 і x_2 відповідно.

Діючі значення ЕРС розсіювання в комплексній формі пропорційні струмам в обмотках статора і ротора відповідно

$$\underline{E}_{S1} = -j \underline{I}_1 x_1 \quad \text{та} \quad \underline{E}_{S2} = -j \underline{I}_2 x_2,$$

Знак мінус у цих вираженнях свідчить про реактивність ЕРС розсіювання.

Електрорушійні сили, що наводяться в обмотці фази статора. Основний магнітний потік Φ , що обертається з частотою n_1 , наводить у нерухомій обмотці статора ЕРС E_1 , діюче значення якої можна визначити, використовуючи вираження (7.2)

$$E_1 = 4,44 f_1 \cdot \Phi \cdot w_1 \cdot k_{об1}, \quad (8.5)$$

де w_1 – число послідовно з'єднаних витків обмотки фази статора, $k_{об1}$ – обмотковий коефіцієнт, обумовлений типом і параметрами обмотки статора. Реальна обмотка фази розподілена в поруч розташованих пазах, тобто витки зсунуті в просторі. Тому максимуми ЕРС у витках настають не одночасно, а зі зсуванням фаз; векторна сума ЕРС усіх витків менше арифметичної, що і враховується обмотковим коефіцієнтом, приблизно рівним 0,9 – 0,95.

Магнітний потік розсіювання Φ_{S1} наводить в обмотці статора ЕРС розсіювання, значення якої визначається індуктивним спаданням напруги в обмотку статора

$$E_{S1} = 4,44 f_1 \cdot \Phi_{S1} \cdot w_1 \cdot k_{об1} \quad \text{або} \quad \underline{E}_{S1} = -j \underline{I}_1 x_1, \quad (8.6)$$

де x_1 – індуктивний опір розсіювання фазної обмотки статора, Ом.

Для кола обмотки статора асинхронного двигуна, ввімкненої в мережу з напругою U_1 запишемо рівняння напруг по другому законі Кирхгофа.

$$\underline{U}_1 + \underline{E}_1 + \underline{E}_{s1} = \underline{I}_1 r_1, \quad (8.7)$$

де $\underline{I}_1 r_1$ – спадання напруги на активному опорі фази обмотки статора.

Вирішуючи рівняння (8.7) відносно \underline{U}_1 з врахуванням рівняння (8.6) одержимо рівняння напруги обмотки статора асинхронного двигуна

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 r_1 + j \underline{I}_1 x_1. \quad (8.8)$$

Порівнявши отримане рівняння з рівнянням (7.11), бачимо, що воно не відрізняється від рівняння напруг для первинного кола трансформатора.

Електрорушійні сили, що наводяться в обмотці ротора. У процесі роботи асинхронного двигуна ротор обертається убік обертання поля статора з частотою n . Тому частота обертання поля статора щодо ротора дорівнює різниці частот обертання ($n_1 - n$). Основний магнітний потік Φ , обганяючи ротор з частотою обертання $n_s = (n_1 - n)$, індукує в обмотці фази ротора ЕРС

$$E_{2s} = 4,44 f_2 \Phi w_2 k_{o\delta 2}, \quad (8.9)$$

де f_2 – частота ЕРС E_{2s} в обмотці фази ротора, Гц; w_2 – число послідовно з'єднаних витків однієї фази обмотки ротора; $k_{o\delta 2}$ – обмотковий коефіцієнт обмотки ротора.

Частота ЕРС (струму) в обмотці ротора, що обертається, пропорційна частоті обертання магнітного поля відносно ротора $n_s = n_1 - n$, яку називають частотою ковзання:

$$f_2 = p n_s / 60 = p (n_1 - n_2) / 60,$$

або

$$f_2 = \frac{p (n_1 - n_2)}{60} \frac{n_1}{n_1} = \frac{p n_1}{60} \frac{n_1 - n_2}{n_1} = f_1 s, \quad (8.10)$$

тобто частота ЕРС (струму) обмотки ротора пропорційна ковзанню s . Для асинхронних двигунів загальнопромислового призначення при номінальній навантаженні (при $s_n = (1 \div 6) \%$) ця частота звичайно невелика і при $f_1 = 50$ Гц не перевищує декількох герців; так при $s = 5\%$ частота $f_2 = 50 \cdot 0,05 = 2,5$ Гц.

Підставивши (8.10) у (8.9), одержимо

$$E_{2s} = 4,44 f_1 s \Phi w_2 k_{o\delta 2} = E_2 s. \quad (8.11)$$

Тут E_2 – ЕРС, наведена в обмотці ротора при ковзанні $s = 1$, тобто при нерухомому роторі, В.

Потік розсіювання ротора Φ_{s2} індукує в обмотці ротора ЕРС розсіяння, значення якої визначається індуктивним спаданням напруги в цій обмотці:

$$E_{s2} = -j I_2 x_{2s} = -j I_2 2pf_2 L_2 = -j I_2 2pf_1 L_2 s = -j I_2 x_{2s}, \quad (8.12)$$

де x_{2s} – індуктивний опір розсіювання обмотки фази ротора, що обертається, Ом; x_2 – індуктивний опір розсіювання обмотки фази ротора при нерухомому роторі, Ом.

Обмотка ротора асинхронного двигуна електрично не зв'язана з зовнішньою мережею і до неї не підводиться напруга. Струм у цій обмотці з'являється винятково за рахунок ЕРС, наведеної основним магнітним потоком Φ . Тому рівняння напруг для кола ротора асинхронного двигуна за другим законом Кирхгофа має вид

$$E_{2s} + E_{s2} = I_2 r_2,$$

де r_2 – активний опір обмотки ротора.

З врахуванням (8.11) та (8.12) одержимо

$$E_{2s} - j I_2 x_{2s} - I_2 r_2 = 0. \quad (8.13)$$

Розділивши всі складові рівняння (8.13) на s , одержимо

$$E_2 - j I_2 x_2 - I_2 r_2 / s = 0 \quad (8.14)$$

– рівняння напруг для обмотки ротора.

8.2.2. Рівняння МРС і струмів асинхронного двигуна

Основний магнітний потік Φ в асинхронному двигуні створюється спільною дією МРС обмоток статора F_1 і ротора F_2 :

$$\Phi = (I_1 + I_2) / R_m = I_{рез} / R_m, \quad (8.15)$$

де R_m – магнітний опір магнітного ланцюга двигуна потоку Φ ; $I_{рез}$ – результуюча МРС двигуна.

МРС обмоток статора і ротора на один полюс у режимі навантаженого двигуна

$$\begin{aligned} I_1 &= k_{i1} \cdot I_1 w_1 \\ I_2 &= k_{i2} \cdot I_2 w_2 \end{aligned}, \quad (8.16)$$

де k_{i1} і k_{i2} – коефіцієнти, що враховують амплітуду основної гармоніки МРС відповідно обмоток фаз статора і ротора.

При змінах навантаження на валу двигуна змінюються струми статора I_1 і I_2 . Але основний магнітний потік Φ при цьому зберігається незмінним, тому

що напруга, підведена до обмотки статора незмінно ($U_1 = const$) і майже цілком врівноважується ЕРС E_1 обмотки статора [див. (8.8)].

$$U_1 \cong -E_1.$$

Тому що ЕРС E_1 пропорційна основному магнітному потоку Φ , то, очевидно, що при змінах навантаження останній залишається постійний. Унаслідок цього до результуючих МРС $F_{рез}$ залишається незмінної, незважаючи на зміну МРС F_1 і F_2 , тобто

$$F_{рез} = F_1 + F_2 = const.$$

З огляду на те, що магнітний потік в асинхронному двигуні має однакове значення і при холостого ході і під навантаженням, можна вважати, що результуюча МРС двигуна чисельно дорівнює МРС обмотки статора в режимі холостого ходу:

$$F_{рез} = F_0 = k_{i_1} \cdot I_0 \cdot w_1. \quad (8.17)$$

Підставивши замість $F_{рез}$, F_2 і F_1 їхні значення по (8.17) і (8.16) одержимо

$$k_{i_1} \cdot I_0 \cdot w_1 = k_{i_1} \cdot I_1 \cdot w_1 + k_{i_2} \cdot I_2 \cdot w_2.$$

Після перетворення одержимо рівняння струмів статора асинхронного двигуна

$$I_1 = I_0 - \frac{k_{i_2} \cdot w_2}{k_{i_1} \cdot w_1} I_2 = I_0 - I_2', \quad (8.18)$$

де $I_2' = \frac{k_{i_2} \cdot w_2}{k_{i_1} \cdot w_1} I_2 = \frac{I_2}{k_i}$ – струм ротора, приведений до обмотки статора.

$k_i = \frac{k_{i_1} \cdot w_1}{k_{i_2} \cdot w_2}$ – коефіцієнт трансформації струму асинхронного двигуна.

З рівняння (8.18) випливає, що струм статора в асинхронному двигуні I_1 має дві складові: I_0 – струм намагнічування (практично незмінний) і $(-I_2')$ – змінну складову, що компенсує МРС ротора.

Отже, струм ротора I_2 чинить на магнітну систему двигуна такий же розмагнічує вплив, як і струм вторинної обмотки трансформатора (див. § 7.3). Таким чином, будь-яка зміна механічного навантаження на валу двигуна супроводжується зміною струму в обмотці статора I_1 . Це пояснюється тим, що зміна навантаження на валу двигуна викликає зміну ковзання s , що у свою чергу, впливає на ЕРС обмотки ротора [див. (8.11)], а отже, і на струм ротора I_2 . Але

тому що цей струм розмагнічує магнітну систему двигуна, його зміни викликають відповідні зміни струму в обмотці статора I_1 за рахунок складової $-I_2'$. Так, у режимі холостого ходу, коли навантаження на валу двигуна відсутньо і $s \approx 0$, струм $I_2 \approx 0$. У цьому випадку струм в обмотці статора $\dot{I}_1 \approx \dot{I}_0$. Якщо ж ротор двигуна загальмувати, не відключаючи обмотки статора від мережі (режим короткого замикання), то ковзання $s=1$ і ЕРС обмотки ротора E_{2s} досягає свого найбільшого значення E_2 . Також найбільшого значення досягне струм I_2 , а отже, і струм в обмотці статора I_1 .

8.2.3. Схеми заміщення асинхронного двигуна

Система основних рівнянь, що описує електромагнітні процеси в асинхронному двигуні має вид (8.7), (8.14), (8.18).

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1 \\ \dot{E}_2 - j\dot{I}_2 x_2 - \dot{I}_2 \cdot r_2 / s &= 0 \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 - \frac{1}{k_i} \dot{I}_2 \end{aligned} \right\}.$$

Зазначену систему рівнянь можна доповнити співвідношенням між E_1 і I_0 виходячи з наступних розумінь. Відповідно до (8.5) $E_1 = 4,44 f_1 w_1 \Phi \cdot k_{об1}$ тобто ЕРС пропорційна магнітному потоку. З іншої сторони в відповідно з (8.15) та (8.17) магнітний потік $\Phi = \frac{F_{pez}}{R_m} = \frac{F_0}{R_m} = \frac{k_{i1} \cdot w_1 I_0}{R_m}$, тобто магнітний потік Φ пропорційний току холостого ходу I_0 . Таким чином, очевидно, що ЕРС E_1 пропорційно току холостого ходу I_0 . Відомо, що коефіцієнтом пропорційності між ЕРС (напругою) і струмом є опір. Таким чином, можна записати (у комплексній формі)

$$\dot{E}_1 = -\dot{I}_0 Z_m, \quad (8.19)$$

де $Z_m = r_m + jx_m$ – відповідно повний опір намагнічувального контуру і його активна й індуктивна (реактивна) складові.

У загальному випадку параметри обмотки статора асинхронної машини відрізняються від параметрів обмотки ротора, унаслідок чого ЕРС, струм і інші електричні величини обмоток значно відрізняються друг від друга. Для полегшення вивчення робочих процесів і розрахунку характеристик асинхронних двигунів (як і для трансформаторів) параметри обмотки ротора приводять до параметрів обмотки статора, тобто обмотку ротора з числом фаз m_2 , числом витків однієї фази w_2 й обмотковим коефіцієнтом $k_{об2}$ заміняють обмоткою з m_1 , w_1 і $k_{об1}$. Таким чином, замість реального асинхронного двигуна розгля-

дають еквівалентний, котрий називають приведений. Однак приведення параметрів обмотки ротора не повинне відбитися на його енергетичних показниках: усі потужності (електромагнітна, активна, реактивна, потужність втрат) і фазові зсуви векторів ЕРС і струмів ротора, після приведення, повинні залишатись такими ж, що і до приведення. Перерахування реальних параметрів обмотки ротора на приведені виконується по формулах:

$$\left. \begin{aligned} E'_2 &= E_2 \cdot \frac{k_{об1} \cdot w_1}{k_{об2} \cdot w_2} = E_2 \cdot k_e = E_1 \\ I'_2 &= I_2 \frac{m_2 \cdot w_2 \cdot k_{об2}}{m_1 \cdot w_1 \cdot k_{об1}} = I_2 \cdot 1/k_i \\ r'_2 &= r_2 \cdot k_e \cdot k_i \\ x'_2 &= x_2 \cdot k_e \cdot k_i \end{aligned} \right\} \quad (8.20)$$

Якщо підставити в (8.14) приведені значення параметрів обмотки ротора E'_2 , I'_2 , r'_2 і x'_2 , то одержимо рівняння напруг обмотки фази ротора приведеної асинхронної машини:

$$\underline{E}_2 - j \underline{I}'_2 x'_2 - \underline{I}'_2 r'_2 / s = 0. \quad (8.21)$$

Величину r'_2 / s можна представити у виді

$$\frac{r'_2}{s} = \frac{r'_2}{s} - \frac{r'_2 \cdot s}{s} + r'_2 = r'_2 + r'_2 \frac{1-s}{s}. \quad (8.22)$$

Тоді рівняння (8.21) прийме вид

$$\underline{E}_2 - j \underline{I}'_2 x'_2 - \underline{I}'_2 \frac{r'_2}{s} = \underline{E}_2 - j \underline{I}'_2 x'_2 - \underline{I}'_2 r'_2 - \underline{I}'_2 r'_2 \frac{1-s}{s}. \quad (8.23)$$

Таким чином, електромагнітні процеси в приведеній асинхронній машині описуються наступною системою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 r_1 + j \underline{I}_1 x_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 Z_1, \\ \underline{E}_2 - j \underline{I}'_2 x'_2 - \underline{I}'_2 r'_2 - \underline{I}'_2 r'_2 \frac{1-s}{s} &= \\ &= \underline{E}_2 - j \underline{I}'_2 Z'_2 - \underline{I}'_2 r'_2 \frac{1-s}{s}, \\ \underline{I}_1 &= \underline{I}_0 - \underline{I}'_2, \\ \underline{E}_1 = \underline{E}_2 &= -\underline{I}_0 \cdot r_m - j \underline{I}_0 \cdot x_m = -\underline{I}_0 Z_m \end{aligned} \right\} \quad (8.24)$$

Вирішуючи систему рівнянь (8.24) щодо струму \underline{I}'_1 одержимо

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \frac{1}{\frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z'_2 + r'_2 \frac{1-s}{s}}}} = \frac{\dot{U}_1}{r_1 + jx_1 + \frac{1}{\frac{1}{r_m + jx_m} + \frac{1}{r'_2 + x'_2 + r'_2 \frac{1-s}{s}}}}. \quad (8.25)$$

Рівняння (8.25) справедливо для електричного кола, у якому послідовно з опором Z_1 ввімкнено контур, що складається з паралельно ввімкнених опорів Z_m і $Z'_2 + r'_2 \frac{1-s}{s}$. Таке коло називається *електричною схемою заміщення* асинхронного двигуна і має вид, представлений на рис. 8.8.

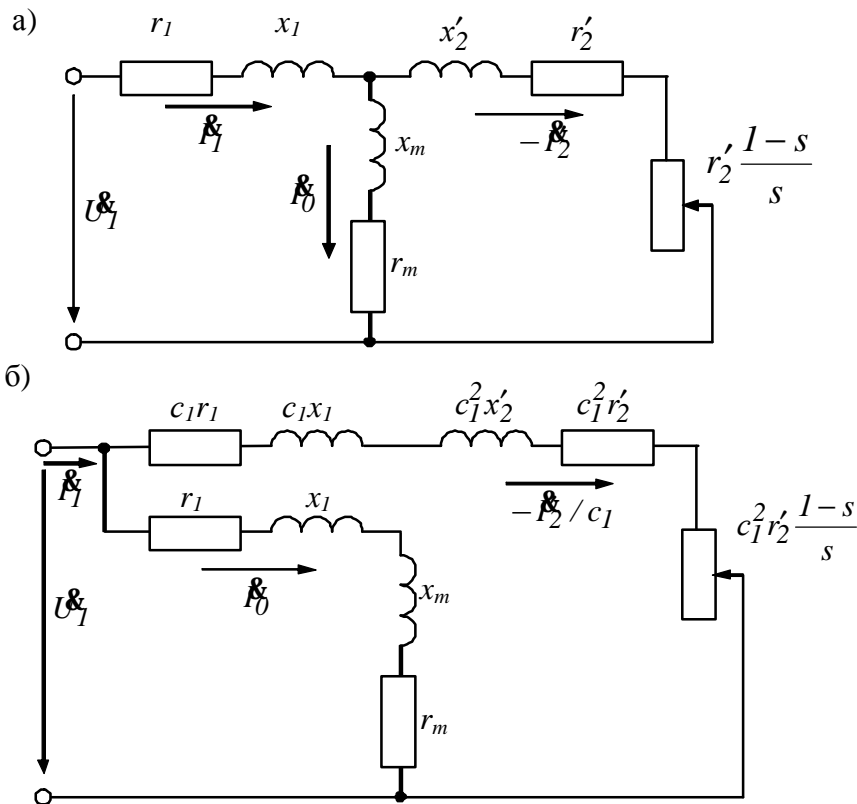


Рис. 8.8. Схеми заміщення асинхронного двигуна:
а – Т-образна, б – Г-образна.

На рис. 8.8, а представлена Т-образна схема заміщення. Магнітний зв'язок обмоток статора і ротора в асинхронному двигуні на схемі заміщення замінено електричним зв'язком кіл статора і ротора. Опір $r'_2(1-s)/s$ – єдиний змінний параметр схеми. Значення цього опору визначається ковзанням, а, отже, механічним навантаженням на валу двигуна. Так, якщо навантажувальний момент на валу двигуна $M_2 = 0$, то ковзання $s \approx 0$. При цьому $r'_2(1-s)/s = \infty$, що відповідає роботі двигуна в режимі холостого ходу. Якщо ж навантажувальний момент на валу двигуна перевищує його обертаючий момент, то ротор зупиняється ($s = 1$). При цьому $r'_2 \frac{(1-s)}{s} = 0$, що відповідає режиму короткого замикання асинхронного двигуна.

Більш зручною для практичного застосування є Г-образна схема заміщення (рис. 8.8, б), у якій намагнічувальний контур ($Z_m = r_m + jx_m$) винесений на вхідні затискачі схеми заміщення. Щоб при цьому намагнічувальний струм I_0 не змінив свого значення, у цей контур послідовно включають опір обмотки статора r_1 і x_1 . Отримана в такий спосіб схема зручна тим, що вона складається з двох паралельно з'єднаних контурів: намагнічувального зі струмом I_0 і робочого зі струмом – I_2'

Розрахунок параметрів робочого контуру Г-образної схеми заміщення потребує уточнення, що досягається введенням у розрахункові формули коефіцієнта c_1 (рис. 8.8, б), який представляє собою відношення напруги мережі U_1 до ЕРС статора E_1 при ідеальному холостому ході ($s = 0$). Так як в цьому режимі струм холостого ходу асинхронного двигуна дуже малий, то U_1 виявляється лише трохи більше, ніж ЕРС E_1 , а їхнє відношення $c_1 = U_1/E_1$ мало відрізняється від одиниці. Для двигунів потужністю 3 кВт і більш $c_1 = 1,05-1,02$, тому з метою полегшення аналізу виражень, що характеризують властивості асинхронних двигунів і спрощення практичних розрахунків, приймемо $c_1 = 1$. Виниклі при цьому неточності не перевищать значень, припустимих при технічних розрахунках. Наприклад, при розрахунку струму ротора I_2' ця помилка складе від 2 до 5% (менші значення відносяться до двигунів більшої потужності).

Скориставшись Г-образною схемою заміщення і прийнявши $c_1 = 1$, запишемо вираження струму в робочому контурі:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{[r_1 + r_2' + r_2'(1-s)/s]^2 + (x_1 + x_2')^2}}, \quad (8.26)$$

або з врахуванням (8.22) одержимо

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2'/s)^2 + (x_1 + x_2')^2}}, \quad (8.27)$$

Знаменник вираження (8.27) являє собою повний опір робочого контуру Г-образної схеми заміщення асинхронного двигуна.

8.2.4. Втрати і ККД асинхронного двигуна

Перетворення електричної енергії в механічну в асинхронному двигуні, як і в інших електричних машинах, зв'язано з втратами енергії (потужності), тому корисна потужність на виході двигуна P_2 завжди менше споживаної (витраченої) потужності на вході двигуна P_1 на величину сумарної потужності всіх втрат $\sum p$

$$P_2 = P_1 - \sum p. \quad (8.28)$$

Втрати $\sum p$ перетворюються в тепло, що в остаточному підсумку веде до нагріву машини. Втрати в електричних машинах розділяються на магнітні, еле-

ктричні, механічні, а також додаткові.

Магнітні втрати p_m в асинхронному двигуні викликані втратами на гістерезис і втратами на вихрові струми, що відбуваються в сердечнику при його перемагнічуванні. Величина магнітних втрат пропорційна частоті перемагнічення $p_m \equiv f^b$, де $b = 1,3...1,5$. Частота перемагнічування сердечника статора дорівнює частоті струму в мережі ($f = f_1$), а частота перемагнічування сердечника ротора $f = f_2 = f_{1s} s$. При частоті струму в мережі $f_1 = 50 \text{ Гц}$ і номінальному ковзанні $s_{ном} = 1 \div 6 \%$ частота перемагнічування ротора $f = f_2 = 0,3 - 3 \text{ Гц}$, тому магнітні втрати в сердечнику ротора настільки малі, що їх у практичних розрахунках не враховують. Таким чином $p_m = p_{m1} + p_{m2} \approx p_{m1}$ так як $p_{m2} = 0$.

Електричні втрати в асинхронному двигуні викликані нагріванням обмоток статора і ротора струмами, що протікають по ним. Величина цих втрат пропорційна квадрату струму в обмотці (Вт):

– електричні втрати в обмотці статора

$$p_{e1} = m_1 I_1^2 r_1; \quad (8.29)$$

– електричні втрати в обмотці ротора

$$p_{e2} = m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2'. \quad (8.30)$$

Тут r_1 і r_2 – активні опір обмоток фаз статора і ротора, перераховані на робочу температуру.

В асинхронних двигунах з фазним ротором крім перерахованих електричних втрат мають місце ще й електричні втрати в щітковому контакті $p_{e.щ} = 3I_2 DU_{щ} / 2$, де $DU_{щ} = 2,2B$ – перехідне спадання напруги на пари щіток.

Механічні втрати $p_{мех}$ – це втрати на тертя в підшипниках і на вентиляцію. Величина цих втрат пропорційна квадрату частоти обертання ротора ($p_{мех} \equiv n^2$). В асинхронних двигунах з фазним ротором механічні втрати відбуваються ще і за рахунок тертя між щітками і контактними кільцями ротора.

Додаткові втрати містять у собі усі види важковраховуваних втрат, викликаних зубчатістю ротора та статора, дією вищих гармонік МРС, пульсацією магнітної індукції в зубцях і інших причинах. Відповідно до ДСТУ додаткові втрати асинхронних двигунів приймають рівними $0,5\%$ від потужності P_1 , що підводиться до двигуна:

$$p_{\text{дод}} = 0,005 P_1. \quad (8.31)$$

При розрахунку додаткових втрат для неномінального режиму варто користатися вираженням

$$p'_{\text{дод}} = p_{\text{дод}} b^2, \quad (8.32)$$

де $b = I_1 / I_{1ном}$ – коефіцієнт навантаження.

Сума усіх втрат асинхронного двигуна (Вт)

$$\sum p = p_m + p_{e1} + p_{e2} + p_{mex} + p_{\text{дод}} \quad (8.33)$$

На рис. 8.9 представлена енергетична діаграма асинхронного двигуна, що показує баланс енергії (потужності) у машині. З діаграми видно, що потужність, що надходить з мережі до статора двигуна

$$P_1 = \sqrt{3}U_{1л}I_{1л} \cos j_1 = 3U_{1\phi}I_{1\phi} \cos j_1$$

затрачається в статорі на покриття електричних p_{e1} і магнітних втрат p_{m1} . Залишена після цього електромагнітна потужність P_{em} передається через повітряний зазор на ротор, де частково витрачається на покриття електричних втрат p_{e2} і перетворюється в повну механічну потужність

$$P'_2 = P_{em} - p_{e2} \quad (8.34)$$

Частина потужності P'_2 йде на покриття механічних p_{mex} і додаткових втрат $p_{\text{дод}}$, а частина цієї потужності, що залишилася, складає корисну механічну потужність на валу ротора двигуна P_2 .

ККД асинхронного двигуна з врахуванням (8.28)

$$h = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\sum p}{P_1} \quad (8.35)$$

Електричні втрати в обмотках p_{e1} і p_{e2} є змінними втратами, тому що їхня величина залежить від навантаження двигуна, тобто від значень струмів в обмотках статора і ротора (див. (8.29) і (8.30)). Змінними є також і додаткові втрати (8.32). Що ж стосується магнітних p_m і механічних p_{mex} , то вони практично не залежать від навантаження, виняток складають двигуни, у яких зі зміною навантаження в широкому діапазоні змінюється частота обертання).

Коефіцієнт корисної дії асинхронного двигуна зі зміною навантаження також змінює свою величину: у режимі холостого ходу ККД дорівнює нулю, а потім з ростом навантаження він збільшується, досягаючи максимуму при навантаженні $(0,7 - 0,8) P_{ном}$. При подальшому збільшенні навантаження ККД незначно знижується, а при перевантаженні ($P_2 > P_{ном}$) він різко убуває, що порозумівається інтенсивним ростом змінних втрат ($p_{e1} + p_{e2} + p_{\text{дод}}$), величина яких пропорційна квадрату струму статора, і зменшенням коефіцієнта потужності.

Коефіцієнт корисної дії є одним з основних параметрів асинхронного

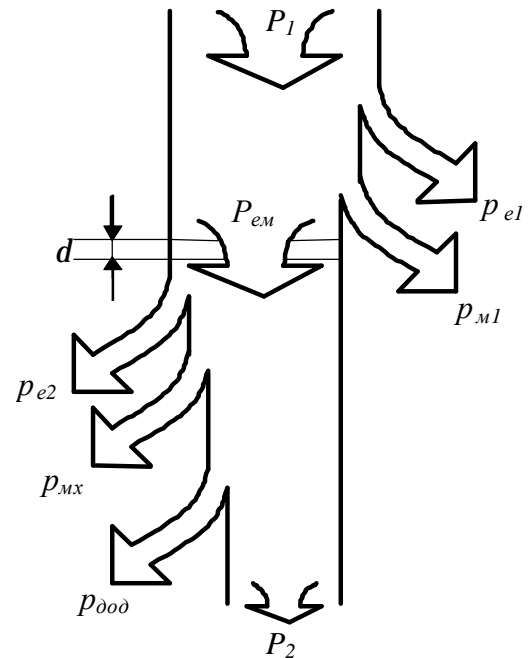


Рис. 8.9. Енергетична діаграма асинхронного двигуна

двигуна, що визначає його енергетичні властивості – економічність у процесі експлуатації. Крім того, ККД двигуна, а точніше величина втрат у ньому, регламентує температуру нагрівання його основних частин і в першу чергу його обмотки статора. З цієї причини двигуни з низьким ККД (при однакових умовах охолодження) працюють при більш високій температурі нагрівання обмотки статора, що веде до зниження їхньої надійності і довговічності.

§ 8.3. Електромагнітний момент і механічні характеристики асинхронного двигуна

8.3.1. Електромагнітний момент асинхронного двигуна

Електромагнітний момент асинхронного двигуна створюється взаємодією струму в обмотці ротора з обертовим магнітним полем. Електромагнітний момент M пропорційний електромагнітній потужності:

$$M = P_{em} / w_1, \quad (8.36)$$

де

$$w_1 = 2pn_1/60 = 2pf_1/p \quad (8.37)$$

– кутова синхронна частота обертання магнітного поля машини.

Звідси

$$P_{em} = Mw_1. \quad (8.38)$$

З іншої сторони з енергетичної діаграми (рис. 8.9) випливає, що

$$P_{em} = P'_2 + p_{e2}, \quad (8.39)$$

де P'_2 – повна механічна потужність, що обумовлює обертання ротора з кутовою частотою обертання $w = \frac{2pn}{60}$, тому

$$P'_2 = M \cdot w. \quad (8.40)$$

Дорівнюючи (8.38) та (8.39) з врахуванням (8.40) одержимо

$$M \cdot w_1 = M \cdot w + p_{e2}. \quad (8.41)$$

Виконавши наступні перетворення, одержимо

$$M(w_1 - w) = p_{e2},$$

$$M \frac{w_1 - w}{w_1} w_1 = p_{e2},$$

$$M \cdot s \cdot w_1 = p_{e2} \Rightarrow M = \frac{p_{e2}}{w_1 \cdot s} = \frac{p_{e2}/s}{2pf_1/p}, \quad (8.42)$$

$$P_{em} = \frac{P_{e2}}{s}, \quad (8.43)$$

тобто електромагнітна потужність, а отже і електромагнітний момент асинхронного двигуна пропорційні потужності електричних втрат в обмотці ротора.

Якщо в (8.42) підставити значення потужності електричних втрат в обмотці ротора по (8.30) і струму обмотки ротора по (8.27), одержимо формулу електромагнітного моменту асинхронної машини:

$$M = \frac{m_1 (I_2')^2 r_2'/s}{2pf_1/p} = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'/s}{2pf_1 [(r_1 + r_2'/s)^2 + (x_1 + x_2')^2]}. \quad (8.44)$$

З (8.44) видно, що електромагнітний момент асинхронної машини залежить від:

- параметрів живильної мережі (U_1, f_1);
- параметрів асинхронної машини ($r_1; r_2; x_1; x_2; p$);
- від ковзання (s).

При цьому варто мати на увазі, що при навантаженні машини (гальмового моменту створюваного робочим механізмом) параметри живильної мережі і параметри схеми заміщення асинхронної машини залишаються практично незмінними. У вираженні моменту M (8.44) єдина змінна величина – ковзання s , що для асинхронного двигуна може приймати різні значення.

8.3.2. Механічні характеристики асинхронної машини

Найбільше значення для оцінки властивостей асинхронного двигуна, що працюють під навантаженням, мають залежності $M = f(s)$, $n = f(M)$ або $w = f(M)$, що називаються *механічними характеристиками*.

Розрізняють *природні* і *штучні механічні характеристики* асинхронного двигуна.

Природна механічна характеристика виходить за умови, що $U_1 = const$ та $f_1 = const$, а у колі обмоток статора і ротора відсутні будь-які додаткові опори. Щоб одержати графічне представлення природної механічної характеристики проаналізуємо рівняння електромагнітного моменту (8.44), що являє собою аналітичне вираження характеристики $M = f(s)$. Очевидно, що при значеннях ковзання $s=0$ і при $s=\infty$ електромагнітний момент $M=0$. У той же час при $s=s_{ном}$ ($n=n_n$) двигун розвиває момент M_n . З цього випливає, що механічна характеристика $M = f(s)$ має максимум.

Для визначення величини критичного ковзання $s_{кр}$, відповідного максимальному моменту, необхідно взяти першу похідну від (8.44) і дорівняти її ну-

лю: $dM/ds=0$. У результаті отримаємо

$$s_{кр} = \pm r_2' / \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}. \quad (8.45)$$

Підставивши значення критичного ковзання (по 8.45) у вираження електромагнітного моменту (8.44), після ряду перетворень одержимо значення максимального моменту:

$$M_{max} = \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{4 p f_1 \left[\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} \right]}. \quad (8.46)$$

У (8.45) та (8.46) знак плюс відповідає двигунному, а знак мінус – генераторному режиму роботи асинхронної машини.

Для асинхронних машин загального призначення активний опір обмотки статора r_1 набагато менше суми індуктивних опорів: $r_1 \ll (x_1 + x_2')$. Тому, зневажаючи величиною r_1 , одержимо спрощені значення критичного ковзання

$$s_{кр} \approx \pm r_2' / (x_1 + x_2'), \quad (8.47)$$

і максимального моменту

$$M_{max} = \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{4 p f_1 (x_1 + x_2')}. \quad (8.48)$$

На рис. 8.10 показана механічна характеристика асинхронної машини $M = f(s)$ при $U_1 = const$. На цій характеристиці зазначені зони, відповідні різним режимам роботи: двигунний режим ($0 < s \leq 1$, тобто $n_1 > n \geq 0$), коли електромагнітний момент M є обертаючим; генераторний режим ($-\infty < s < 0$, тобто

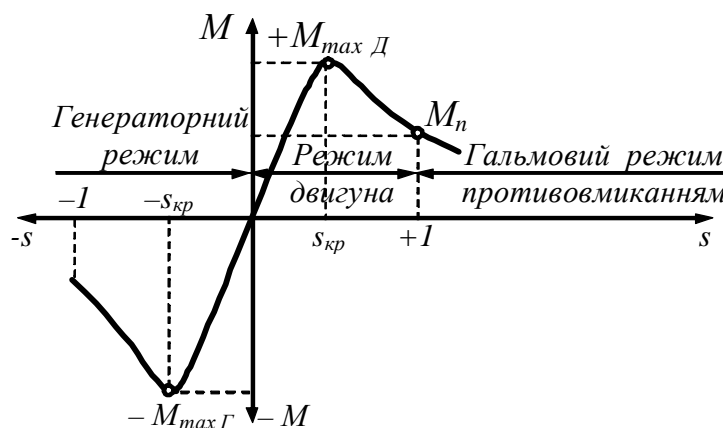


Рис. 8.10 Механічна характеристика асинхронної машини

$n > n_1$) і гальмовий режим протипротивовмиканням ($1 < s < +\infty$, тобто $n < 0$), коли електромагнітний момент є гальмовим.

З (8.44) випливає, що електромагнітний момент асинхронного двигуна

пропорційний квадрату напруги мережі: $M \equiv U_1^2$. Це в значній мірі відбивається на експлуатаційних властивостях двигуна: навіть невелике зниження напруги мережі викликає помітне зменшення обертаючого моменту асинхронного двигуна. Наприклад, при зменшенні напруги мережі на 10% щодо номінального ($U_1=0,9U_{1ном}$) електромагнітний момент двигуна зменшується на 19%: $M'=0,9^2 M=0,81M$, де M – момент при номінальному напрузі мережі, а M' – момент при зниженій напрузі.

8.3.3. Аналіз роботи асинхронного двигуна під навантаженням

Для аналізу роботи асинхронного двигуна зручніше скористатися механічною характеристикою $M=f(s)$, зображеної на рис. 8.11. При ввімкненні двигуна в мережу магнітне поле статора практично відразу ж починає обертання із синхронною частотою n_1 , у той же час ротор двигуна під впливом сил інерції в початковий момент пуску залишається нерухомим ($n=0$) і ковзання $s=1$.

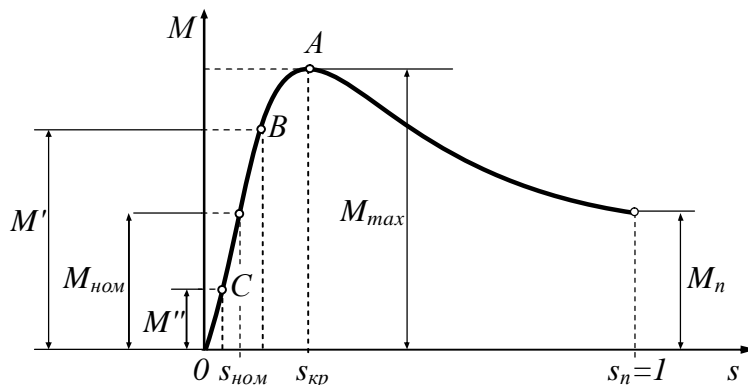


Рис. 8.11. Залежність електромагнітного моменту асинхронного двигуна від ковзання

Підставивши в (8.44) ковзання $s=1$, одержимо вираження пускового моменту асинхронного двигуна:

$$M_n = \frac{m_1 U_1^2 r_2' p}{2pf_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2]}. \quad (8.49)$$

Під дією цього моменту починається обертання ротора двигуна, при цьому ковзання зменшується, а обертаючий момент зростає в відповідності з характеристикою $M=f(s)$. При критичному ковзанні момент досягає максимального значення M_{max} . З подальшим наростанням частоти обертання (зменшенням ковзання) момент M починає убувати, поки не досягне сталого значення, рівного сумі протидіючих моментів, прикладених до ротора двигуна: моменту х.х. M_0 і корисного навантажувального моменту (моменту на валу двигуна) M_2 , тобто

$$M = M_0 + M_2 = M_{cm}. \quad (8.50)$$

Варто мати на увазі, що при ковзаннях, близьких до одиниці (пусковий режим двигуна), параметри схеми заміщення асинхронного двигуна помітно змінюють свої значення. Порозумівається це в основному двома факторами: посиленням магнітного насичення зубцових шарів статора і ротора що веде до зменшення індуктивних опорів розсіювання x_1 і x'_2 , і ефектом витиснення струму в стержнях ротора, що веде до збільшення активного опору обмотки ротора r'_2 . Тому параметри схеми заміщення асинхронного двигуна, використовувані при розрахунку електромагнітного моменту по (8.44), (8.46) і (8.48) не можуть бути використані для розрахунку пускового моменту по (8.49).

Статичний момент M_{cm} дорівнює сумі протидіючих моментів при рівномірному обертанні ротора ($n = const$). Допустимо, що протидіючий момент на валу двигуна M_2 відповідає номінальному навантаженню двигуна. У цьому випадку усталений режим роботи двигуна визначиться точкою на механічній характеристиці з координатами $M = M_{ном}$ і $s = s_{ном}$, де $M_{ном}$ і $s_{ном}$ – номінальні значення електромагнітного моменту і ковзання.

З аналізу механічної характеристики також випливає, що усталена робота асинхронного двигуна можлива при ковзаннях менше критичного ($s < s_{кр}$), тобто на відрізку OA механічної характеристики. Справа в тім, що саме на цій ділянці зміна навантаження на валу двигуна супроводжується відповідним зміною електромагнітного моменту. Так, якщо двигун працював у номінальному режимі ($M_{ном}; s_{ном}$), то мало місце рівність моментів: $M_{ном} = M_0 + M_2$. Якщо відбулося збільшення навантажувального моменту M_2 до значення M'_2 , то рівність моментів порушиться, тобто $M_{ном} < M_0 + M'_2$, і частота обертання ротора почне убувати (ковзання буде збільшуватися). Це приведе до росту електромагнітного моменту до значення $M' = M_0 + M'_2$ (точка В), після чого режим роботи двигуна знову стане сталим. Якщо ж при роботі двигуна в номінальному режимі відбудеться зменшення навантажувального моменту до значення M''_2 , то рівність моментів знову порушиться, але тепер обертовий момент виявиться більше суми протидіючих: $M_{ном} > M_0 + M''_2$. Частота обертання ротора почне зростати (ковзання буде зменшуватися), і це приведе до зменшення електромагнітного моменту M до значення $M'' = M_0 + M''_2$ (точка С); усталений режим роботи буде знову відновлений, але вже при інших значеннях M і s .

Робота асинхронного двигуна стає несталою при ковзаннях $s \geq s_{кр}$. Так, якщо електромагнітний момент двигуна $M = M_{max}$, а ковзання $s = s_{кр}$, те навіть незначне збільшення навантажувального моменту M_2 , викликавши збільшення ковзання s , приведе до зменшення електромагнітного моменту M . За цим піде подальше збільшення ковзання і т.д., поки ковзання не досягне значення $s = 1$, тобто поки ротор двигуна не зупиниться.

У загальному випадку ділянка механічної характеристики від O до A (рис. 8.11), у яких можлива усталена робота двигуна з навантаженням, коли $M = M_{cm}$ є робочою ділянкою характеристики, а точки в яких визначеному значенню моменту навантаження M_{cm} відповідає момент, що розвивається двигуном M , називаються *робочими точками* електромеханічної системи двигун-навантаження. Якщо $M_{cm} = 0$, отже $M \approx 0$, – робоча точка знаходиться в точці O характеристики; при збільшенні навантаження на валу двигуна робоча точка переміщується по характеристиці в напрямку до точки A .

При досягненні електромагнітним моментом максимального значення на-

стає край усталеної роботи двигуна. Отже: для усталеної роботи двигуна необхідно, щоб сума навантажувальних моментів, що діють на ротор, була менше максимального моменту: $M_{ст.} = M_0 + M_2 < M_{max}$. Але, щоб робота асинхронного двигуна була надійною і щоб випадкові короточасні перевантаження не викликали зупинок двигуна, необхідно, щоб він володів *перевантажувальною здатністю*. Перевантажувальна здатність двигуна I визначається відношенням максимального моменту M_{max} до номінального $M_{ном}$. Для асинхронних двигунів загального призначення перевантажувальна здатність складає $I = M_{max} / M_{ном} = 1,7 \div 2,5$.

Варто також звернути увагу на те, що робота двигуна при ковзанні $s < s_{кр}$, тобто на робочій ділянці механічної характеристики, є найбільш економічної, тому що вона відповідає малим значенням ковзання, а отже, і меншим значенням електричних втрат в обмотці ротора $p_{e2} = sP_{ем}$.

8.3.4. Механічна характеристика асинхронного двигуна $n = f(M)$

Як відзначалося в п. 8.3.3, для практичних цілей становить інтерес механічна характеристика асинхронного двигуна $n = f(M)$, яка може бути отримана шляхом перерахування характеристики $M = f(s)$ виходячи з того, що $n = n_1(1 - s)$.

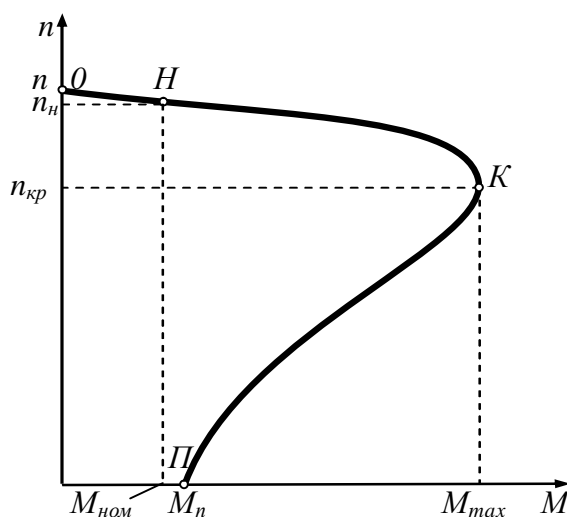


Рис. 8.12. Механічна характеристика асинхронного двигуна $n = f(M)$

Механічна характеристика $n = f(M)$ представлена на рис. 8.12; координати характерних точок функції $n = f(M)$ наступні:

$$- \text{ точка } O \begin{cases} M = 0 \\ n = n_1 = \frac{60 f_1}{p} \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
\text{– точка К} & \begin{cases} M = M_{max} \cong \frac{m_1 p U_1^2}{4 p f_1 (x_1 + x'_2)} \\ n = n_{кр} = n_1 (1 - s_{кр}) = \frac{60 f}{p} \left(1 - \frac{r'_2}{x_1 + x'_2} \right); \end{cases} \\
\text{– точка П} & \begin{cases} M = M_n = \frac{m_1 p U_1^2 r'_2}{2 p f_1 [(r_1 + r'_2)^2 + (x_1 + x'_2)^2]}; \\ n = 0 \end{cases} \\
\text{– точка Н} & \begin{cases} M = M_n = \frac{m_1 p U_1^2 r'_2 / s_n}{2 p f_1 \left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s_n} \right)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]}. \\ n = n_n = n_1 (1 - s_n) \end{cases}
\end{aligned}$$

Застосування формули (8.44) для розрахунку механічних характеристик асинхронних двигунів не завжди можливо, тому що параметри схеми заміщення двигунів звичайно не приводяться в каталогах і довідниках. Тому для практичних розрахунків звичайно користаються спрощеною формулою електромагнітного моменту з використанням каталожних даних (P_n , n_n , I). В основу цієї формули (формули Клосса) покладене допущення, що активний опір обмотки статора асинхронного двигуна $r_1 = 0$; при цьому після нескладних перетворень одержимо

$$M = M_{max} \frac{2}{s/s_{кр} + s_{кр}/s}. \quad (8.51)$$

Критичне ковзання визначається по формулі, отриманій з припущення, що при $s = s_{ном}$, $M = M_{ном}$, а $I = \frac{M_{max}}{M_{ном}}$:

$$s_{кр} = s_n \left(1 + \sqrt{I^2 - 1} \right), \quad (8.52)$$

де $M_n = 9550 \frac{P_n}{n_n}$ – номінальний момент, Н·м; $s_n = \frac{n_1 - n_n}{n_1}$ номінальне ковзання; n_1 – синхронна частота обертання, визначається за значенням $n_{ном}$ (див. § 8.1.3); P_n – номінальна потужність, кВт.

Задаючи різні значення ковзання s від 0 до 1, розраховуємо відповідні значення M та будуємо механічну характеристику $M = f(s)$.

Для побудови механічних характеристик у координатах $n = f(M)$ або $w = f(M)$, розраховуємо відповідні значенням s величини $n = n_1(1 - s)$ або

$$w = \frac{pn}{30}$$

Застосування спрощеної формули (8.51) найбільш доцільно при розрахунку робочої ділянки механічної характеристики при ковзаннях $s < s_{кр}$, тому що в цьому випадку величина помилки не перевищує значень, допустимих для технічних розрахунків. При ковзаннях $s > s_{кр}$ помилка може досягати 15-20 %.

§ 8.4. Робочі характеристики асинхронного двигуна

Експлуатаційні властивості асинхронного двигуна визначаються його робочими характеристиками.

Робочі характеристики асинхронного двигуна (рис. 8.13) являють собою графічно виражені залежності частоти обертання n , ККД h , корисного моменту (моменту на валу) M_2 , коефіцієнта потужності $\cos j_1$ і струму статора I_1 від корисної потужності P_2 при $U_1 = const$ і $f_1 = const$ (в межах зміни P_2 від 0 до $1,2P_{2н}$).

Розглянемо ці характеристики, як зняті експериментально (рис. 8.13).

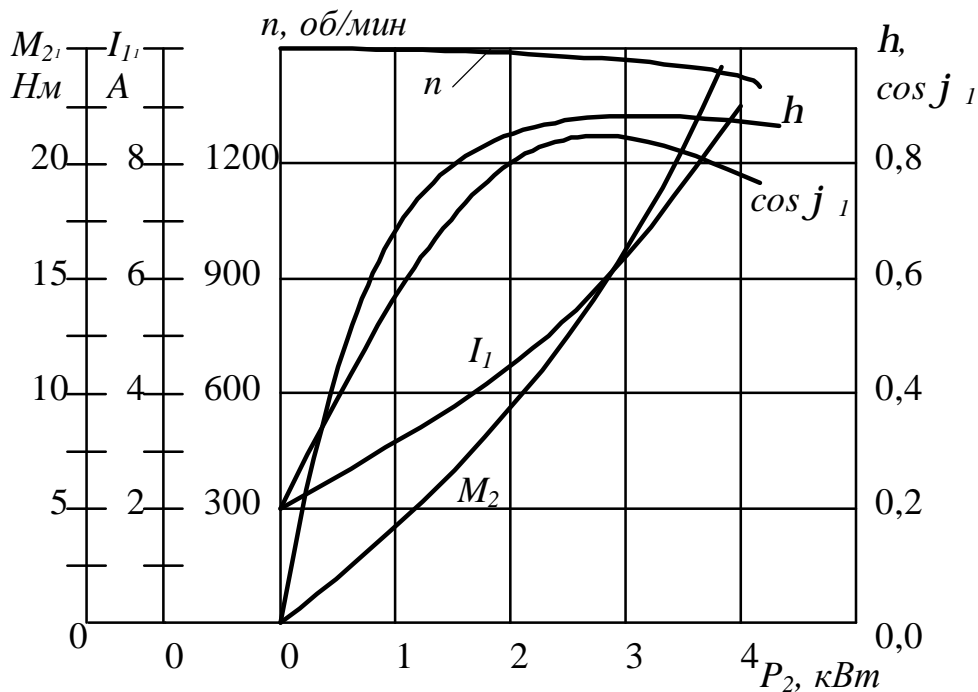


Рис. 8.13. Робочі характеристики асинхронного двигуна

Швидкісна характеристика $n = f(P_2)$. Частота обертання ротора асинхронного двигуна

$$n = n_1(1-s).$$

Ковзання по (8.43)

$$s = p_{e2}/P_{em}, \quad (8.53)$$

тобто ковзання двигуна, а отже, і його частота обертання визначається відношенням електричних втрат в роторі до електромагнітної потужності P_{em} . Нехтуючи електричними втратами в роторі в режимі холостого ходу можна прийняти $p_{e2} = 0$, а тому $s_0 = 0$ і $n_0 \gg n_1$. В міру збільшення навантаження на валу відношення (8.53) росте, досягаючи значень $0,01 - 0,06$ при номінальному навантаженні. Відповідно до цього залежність $n = f(P_2)$ являє собою криву, слабо нахилену до осі абсцис.

Залежність $M_2 = f(P_2)$. Залежність корисного моменту на валу двигуна M_2 від корисної потужності P_2 визначається виразом

$$M_2 = P_2 / \omega = 60 P_2 / (2\pi n) = 9,55 P_2 / n, \quad (8.54)$$

де P_2 – корисна потужність, Вт; $\omega = 2\pi n / 60$ – кутова частота обертання ротора.

З цього виразу випливає, що якщо $n = const$, то графік $M_2 = f(P_2)$ повинен представляти собою пряму лінію. Але в асинхронному двигуні зі збільшенням навантаження P_2 частота обертання ротора зменшується, а тому корисний момент на валу M_2 зі збільшенням навантаження зростає трохи швидше навантаження, а отже графік $M_2 = f(P_2)$ має криволінійний характер.

Залежність $\cos j_1 = f(P_2)$. В зв'язку з тим, що струм статора має реактивну (індуктивну) складову, необхідну для створення магнітного поля в статорі, коефіцієнт потужності асинхронного двигуна менше одиниці. Найменше значення коефіцієнта потужності відповідає режиму холостого ходу. Пояснюється це тим, що струм холостого ходу I_0 при будь-якому навантаженні залишається практично незмінним. Тому при малих навантаженнях двигуна струм статора невеликий і в значній частині є реактивним ($I_1 \gg I_0$). В результаті цього зсув по фазі струму статора I_1 щодо напруги U_1 являється значним ($j_1 = j_0$), лише трохи менше 90° . Коефіцієнт потужності асинхронних двигунів в режимі холостого ходу, як правило, не перевищує $0,2$. При збільшенні навантаження на валу двигуна росте активна складова струму I_1 і коефіцієнт потужності зростає, досягаючи найбільшого значення ($0,80 - 0,90$). Подальше збільшення навантаження супроводжується зменшенням $\cos j_1$, що пояснюється зростанням індуктивного опору ротора (x_2) за рахунок збільшення ковзання, а отже, і частоти струму в роторі.

Асинхронний двигун з конкретними номінальними даними при експлуатації може навантажуватися різним образом і працювати в діапазоні навантажень від холостого ходу до номінального. Тому потрібно, щоб він мав досить високий ККД і коефіцієнт потужності не тільки при номінальній, але і при неповному навантаженні, що складає більш $0,5$ номінальної. Зі збільшенням ККД зменшується споживана двигуном активна потужність $P_1 = P_2 / \eta$; зі збільшенням коефіцієнта потужності зменшується споживана ним повна потужність $S_1 = P_1 / \cos j_1$ за рахунок зниження реактивної потужності $Q_1 = S_1 \sin j_1 = P_1 \tan j_1$. І те й інше приводить до зменшення струму, що спожива-

вається з мережі

$$I_1 = S_1 / (m_1 U_1) = P_2 / (m_1 U_1 h \cos j_1), \quad (8.55)$$

повної потужності встановлених на електричних станціях синхронних генераторів і втрат в трансформаторах і електричних мережах при передачі електричної енергії, – в кінцевому рахунку зменшуючи вартість експлуатації двигуна.

Асинхронні двигуни проектують таким чином, щоб ККД і $\cos j_1$ мали максимуми при $P_2 = (0,5 \text{ , } 0,8)P_{2н}$. ККД має максимум в області, де постійні втрати ($p_{ст}$ і $p_{мх}$) дорівнюють змінним втратам – електричним (p_{e1} і p_{e2}). Коефіцієнт корисної дії має положистий максимум в області $(0,5 \text{ , } 0,8)P_{2н}$, тому що більшість асинхронних двигунів в електроприводах експлуатуються при таких навантаженнях.

Важливими характеристиками асинхронного двигуна є кратність пускового моменту $m_n = \frac{M_n}{M_n} = 1 \div 1,7$ і перевантажувальна здатність асинхронного двигуна по моменту $I = \frac{M_{max}}{M_n} = 1,7 \div 2,5$.

§ 8.5. Пуск у хід асинхронного двигуна

При пуску двигуна в хід повинні по можливості задовольнятися основні вимоги, а саме: процес пуску повинний бути простим і робиться без складних пускових пристроїв; пусковий момент повинний бути досить великим, а пускові струми – по можливості малими. Іноді до цих вимог додаються й іншими, обумовленими особливостями конкретних приводів, у яких використовуються двигуни: необхідність плавного пуску, максимального пускового моменту, малий час розгону двигуна і таке інше.

Практично використовуються наступні способи пуску:

- безпосереднє підключення обмотки статора до мережі (прямої пуск);
- зниження напруги, поданої до обмотки статора при пуску;
- підключення до обмотки ротора пускового реостата.

Прямий пуск. Застосовується для пуску асинхронних двигунів з коротко замкнутим ротором. Двигуни цього типу малої і середньої потужності звичайно проектують так, щоб при безпосереднім підключенні обмотки статора до мережі виникаючі пускові струми не створювали надмірних електродинамічних зусиль і перевищень температури, небезпечних з погляду механічної і термічної міцності основних елементів машини. Однак при прямому пуску двигунів великої потужності, особливо при підключенні їх до недостатньо могутніх електричних мереж можуть виникати надмірно великі спадання напруги (понад 10-15 %). У цьому випадку прямий пуск для двигунів з коротко замкнутим ротором не застосовують і пускають їх при зниженій напрузі.

В асинхронних двигунах відношення r/L порівняно велике (особливо в

малих двигунах), тому перехідний процес у момент ввімкнення характеризується дуже швидким загасанням вільного струму. Це дозволяє зневажити цим струмом і брати до уваги тільки сталі значення струму перехідного процесу.

Звичайно при прямому пуску діюче значення початкового пускового струму перевершує номінальний струм двигуна в чотири – шість разів, а пусковий момент приблизно дорівнює номінальному $M_n = (1,0 \div 1,2)M_{ном}$. Надалі при розгоні двигуна пусковий струм зменшується до величини, обумовленої статичним моментом на валу (моментом навантаження).

Пуск у хід безпосереднім ввімкненням асинхронного двигуна в мережу широко застосовується в техніку. Недоліками його є великий пусковий струм і порівняно невеликий пусковий момент.

Пуск при зниженій напрузі. Застосовується для пуску асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором великої потужності, а також для двигунів середньої потужності при недостатньо могутніх електричних мережах. Зниження напруги може здійснюватися такими способами:

а) шляхом переключення обмотки статора при пуску з нормальної схеми "трикутник" на пускову схему "зірка". У цьому випадку фазова напруга, що подається на обмотку статора, зменшується в $\sqrt{3}$ раз; це обумовлює зменшення фазових струмів у $\sqrt{3}$ раз і лінійні струми в 3 рази. По закінченні процесу пуску і розгону двигуна до номінальної частоти обмотку статора переключають назад на нормальну схему "трикутник";

б) шляхом ввімкнення в ланцюг обмотки статора на період пуску додаткових активних чи реактивних (реакторів) опорів. При цьому на зазначених опорах створюються деякі спадання напруги DU_D , пропорційні пусковому струму, унаслідок чого до обмотки статора буде прикладена знижена напруга. В міру розгону двигуна зменшується ЕРС E'_{2s} , індукована в обмотці ротора, а отже, і пусковий струм. У результаті цього зменшується спадання напруги DU_D на зазначених опорах і зростає прикладене до двигуна напруга. Таким чином, при розглянутому способі пуску напруга, прикладена до двигуна, автоматично росте в міру розгону ротора;

в) шляхом підключення двигуна до мережі через понижуючий автотрансформатор. Останній може мати кілька ступіней, що у процесі пуску двигуна переключаються відповідною апаратурою.

Недоліком усіх зазначених способів є значне зменшення пускового і максимального моментів двигуна, які пропорційні квадрату прикладеної напруги (8.46; 8.49). Тому вони можуть застосовуватися тільки при пуску двигунів без навантаження.

Пуск за допомогою пускового реостата. Застосовується для пуску двигунів з фазним ротором. При ввімкненні в коло обмотки ротора пускового реостата збільшується її активний опір до значення $R_2 = r'_2 + r'_n$, де r'_n – активний опір пускового реостата (ПР), приведений до обмотки статора. Збільшення активного опору кола обмотки ротора приводить до зростання критичного ковзання (по 8.45; 8.47), при цьому максимальний момент не змінюється (по 8.46; 8.48) тобто

точка "K" на рис. 8.12 зміщується вниз. У початковий момент пуску ковзання $s = 1$, тому, зневажаючи струмом холостого ходу, пусковий струм можна визначати з (8.27) прийнявши $I_1 \approx I_2'$ і $s = 1$:

$$I_{1\text{пуск}} = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2' + r_n')^2 + (x_1 + x_2')^2}}. \quad (8.56)$$

З (8.56) випливає, що при введенні додаткового активного опору в коло ротора пусковий струм зменшиться.

Таким чином, уведення додаткового активного опору в коло обмотки ротора поліпшує основні пускові властивості двигуна: знижує пусковий струм і збільшує пусковий момент. Для того, щоб пусковий момент дорівнював максимальному $M_n = M_{\text{max}}$, необхідно так підібрати величину опору пускового реостата, щоб критичне ковзання при введеному опорі дорівнювало одиниці, тобто

$$s_{\text{кр}} \cong \frac{r_2' + r_n'}{x_1 + x_2'} = 1 \Rightarrow r_n' = x_1 + x_2' - r_2'. \quad (8.57)$$

При виборі опору пускового реостата $r_{n\text{max}}$ виходять з умов пуску двигуна: якщо двигун включають при значному навантажувальному моменті на валу, опір пускового реостата $r_{n\text{max}}$ вибирають таким, щоб забезпечити найбільший пусковий момент; якщо ж двигун включають при невеликому навантажувальному моменті на валу, коли пусковий момент не має визначного значення для пуску, виявляється доцільним опір $r_{n\text{max}}$ вибирати трохи більшого значення, що відповідає найбільшому пусковому моменту, тобто щоб $r_n' > x_1 + x_2'$. У цьому випадку пусковий момент виявляється трохи меншим найбільшого значення $M_{n\text{max}}$, але зате пусковий струм значно зменшується.

На рис. 8.14, а показана схема ввімкнення ПР у коло обмотки фазного ротора. У процесі пуску двигуна ступіні ПР переключають таким чином, щоб струм ротора залишався приблизно незмінним, а середнє значення пускового моменту було близько до найбільшого за увесь час розгону.

На рис. 8.14, б представлений графік зміни пускового моменту асинхронного двигуна при чотирьох ступінях пускового реостата.

На початку двигун пускається по характеристиці 4 (рис 8.14, б), відповідній опорі пускового реостата $R_{n4} = R_{n.\text{макс}}$, і розвиває обертаючий момент $M_{n.\text{макс}}$. В міру збільшення частоти обертання обертаючий момент M зменшується і може стати менше деякого моменту $M_{n.\text{мін}}$. При цьому при $M = M_{n.\text{мін}}$ частину опору пускового реостата виводять. Обертаючий момент при цьому миттєво зростає до $M_{n.\text{макс}}$, а потім з підвищенням частоти обертання змінюється по характеристиці 3, що відповідає опорі реостата $R_{n3} < R_{n4}$. При подальшому зменшенні моменту M до $M_{n.\text{мін}}$ частина опору реостата знову виключають і двигун переходить на роботу з характеристики 2, що відповідає опорі

R_{n2} . Таким чином при поступовому (ступінчатому) зменшенні опору пускового реостата обертаючий момент двигуна змінюється в межах від $M_{n.макс}$ до $M_{n.мин}$, а частота обертання зростає до ламаної кривої, показаної

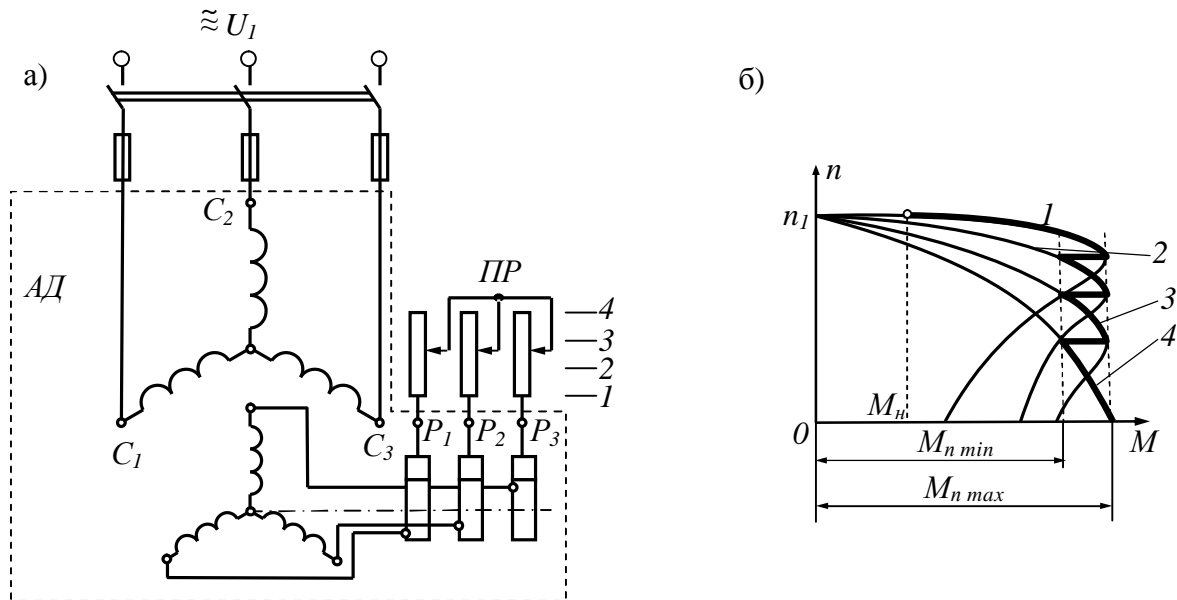


Рис. 8.14. Схема ввімкнення пускового реостата (а) та діаграма пуску асинхронного двигуна з фазним ротором (б)

на рис. 8.14, б жирною лінією. Наприкінці пуску пусковий реостат повністю виводять, обмотка ротора замикається накоротко, і двигун переходить на роботу з природної характеристики 1 . Вимикання окремих ступіней пускового реостата в процесі розгону двигуна може здійснюватися вручну й автоматично.

Таким чином, шляхом ввімкнення реостата в коло обмотки ротора можна здійснюють пуск двигуна при $M_n \approx M_{макс}$ і різко зменшити пусковий струм.

Недоліком цього способу є відносна складність пуску і необхідність застосування більш складних і дорогих двигунів з фазним ротором. Крім того, ці двигуни мають трохи гірші характеристики, чим двигуни з короткозамкнутим ротором такої ж потужності (криві h і $\cos j_1$ йдуть у них нижче). У зв'язку з цим двигуни з фазним ротором використовують тільки при тяжких умовах пуску (коли необхідно розвивати максимально можливий пусковий момент), при малій потужності електричної мережі або при необхідності плавного регулювання частоти обертання.

§ 8.6. Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів

У загальному випадку, задача регулювання частоти обертання двигуна зводиться до зміни положення робочої точки (див. п. 8.3.3) при заданому значенні моменту навантаження на валу двигуна $M_{см}$. Це може бути досягнуте шляхом зміни виду механічної характеристики, яка у цьому випадку зветься штучною механічною характеристикою (див. п. 8.3.1.).

Частота обертання ротора асинхронного двигуна

$$n = n_1(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s). \quad (8.57)$$

З цього вираження випливає, що частоту обертання n можна регулювати зміною якої-небудь із трьох величин: частоти живлющої напруги f_1 ; числа полюсів обмотки статора $2p$ чи ковзання s . Останнє, як випливає з (8.27; 8.30; 8.53) при заданих значеннях $M = M_{cm}$, f_1 , x_2 можна змінити шляхом зміни r'_2 і U_1 .

Регулювання частоти обертання зміною частоти струму в статорі. Цей спосіб регулювання (частотне регулювання) заснований на зміні синхронної частоти обертання $n_1 = f_1 60/p$.

Для здійснення цього способу регулювання необхідне джерело живлення двигуна змінним струмом з регульованою частотою. У якості таких джерел можуть застосовуватися електромашинні чи напівпровідникові перетворювачі частоти (ПЧ). Щоб регулювати частоту обертання, досить змінити частоту струму f_1 . Але зі зміною частоти f_1 змінюється і максимальний момент (8.48).

Якщо потрібно регулювати швидкість частоти обертання двигуна при постійному навантажувальному моменті M_{cm} , то для забезпечення усталеної роботи двигуна потрібно підтримувати незмінним момент M_{max} , тобто перевантажувальну здатність двигуна. Тому що величина максимального моменту (8.48) (з урахуванням того, що, як відомо, індуктивний опір $x = 2pfL$)

$$M_{max} \approx \frac{m_1 p U_1^2}{2 \cdot 2pf_1 (x_1 + x'_2)^2} = \frac{m_1 p U_1^2}{2 \cdot (2pf_1)^2 (L_1 + L'_2)} = C \frac{U_1^2}{f_1^2}, \quad (8.58)$$

то при роботі двигуна з постійним моментом для виконання умови $M_{max} = const$ необхідно одночасно з частотою f_1 змінювати і напругу, що приводиться до двигуна, U_1 за законом $\frac{U_1}{f_1} \approx const$. При цьому потужність двигуна

збільшується пропорційно зростанню частоти обертання.

Якщо ж регулювання проводити за умови постійності потужності двигуна ($P_{\text{эм}} = Mw_1 = const$), то напругу, що підводиться до двигуна, варто змінювати відповідно до закону

$$\frac{U_1^2}{f_1} \approx const. \quad (8.59)$$

Частотне регулювання двигунів дозволяє плавно змінювати частоту обертання в широкому діапазоні (до 1500:1). Однак джерела живлення з регулюємою частотою здорожують установку. Але завдяки розвитку силової напівпровідникової техніки в останні роки створені пристрої частотного регулювання асинхронними двигунами, техніко-економічні показники яких дозволяють застосовувати їх для індивідуального регулювання асинхронними двигунами.

Слід зазначити, що частотний спосіб регулювання частоти обертання є дуже перспективним.

Регулювання шляхом зміни числа пара полюсів. Дозволяє отримати ступінчасту зміну частоти обертання. На рис. 8.15 показана найпростіша схема (для однієї фази), що дозволяє змінювати число полюсів обмотки статора в два рази. Для цієї мети окремі котушки, що складають дану фазу, переключатися з послідовного згідного з'єднання на зустрічне або з послідовного на паралельне. Щоб не здійснювати переключення в обмотці ротора, останню доцільно в цьому випадку виконувати короткозамкнутою. Якщо потрібно мати три чи чотири частоти обертання, то на статорі розташовують ще одну обмотку, при переключенні якої можна одержати ще двох швидкостей. Асинхронні двигуни з переключенням числа полюсів називаються багато-швидкісними.

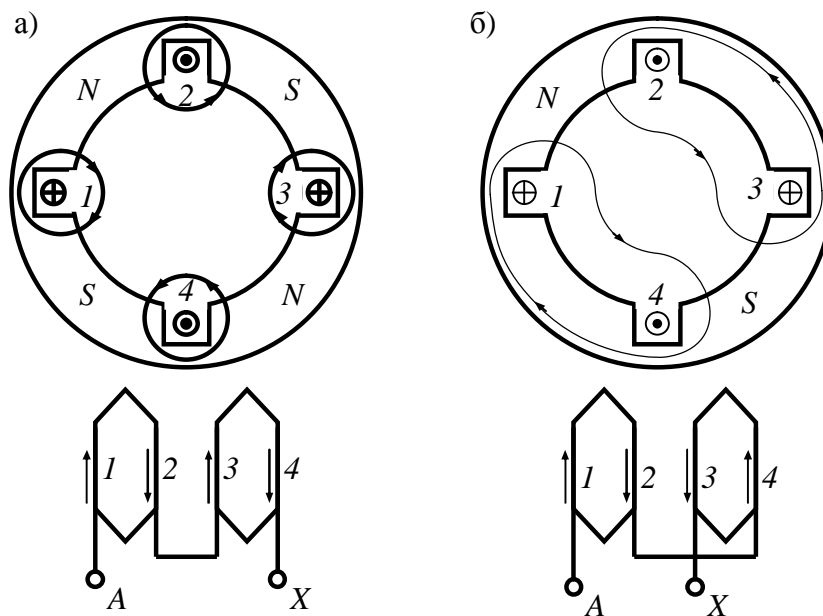


Рис. 8.15. Схема перемикання обмотки статора для зміни числа полюсів:
а – при $2p = 4$; б – при $2p = 2$.

Багатошвидкісні двигуни мають наступні недоліки: великі габарити і вага в порівнянні з двигунами нормального виконання, а відповідно, і велику вартість. Крім того, регулювання здійснюється великими ступіннями: при частоті мережі $f_1 = 50$ гц частота обертання поля n_1 при переключеннях змінюється у відношенні $3000 : 1500 : 1000 : 750$.

Регулювання частоти обертання зміною активного опору в ланцюзі ротора. Цей спосіб регулювання частоти обертання можливий лише в двигунах з фазним ротором. При ввімкненні в коло обмотки ротора додаткових активних опорів ($r_{\partial 1}$, $r_{\partial 2}$, $r_{\partial 3}$ і т.п.) змінюється форма залежності $M=f(s)$ і механічної характеристики $n=f(M)$ двигуна. При цьому деякому навантажувальному моменту M_{cm} будуть відповідати ковзання s_1 , s_2 , s_3 , і т.п. (рис. 8.16, а), більші, ніж ковзання s_{np} при роботі двигуна на природній характеристиці (при $r_{\partial}=0$). Отже, ustalена частота обертання двигуна буде зменшуватися від n_{np} до n_1 , n_2 , n_3 і т.п. (рис. 8.16, б).

Практично зміна активного опору кола обмотки ротора досягається ввімкненням регулювального реостата (PP), подібного пусковому реостату ($ПР$)

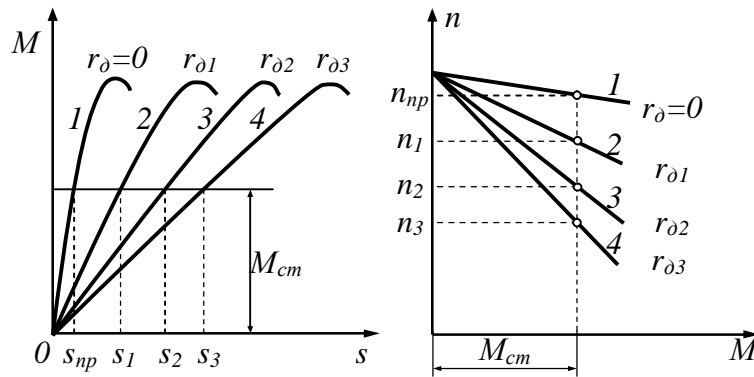


Рис. 8.16. Зміна форма характеристик $M = f(s)$ та $n = f(M)$ при регулюванні частоти обертання за допомогою додаткового активного опору:
1 – природна механічна характеристика; 2, 3, 4 – штучні механічні характеристики

(див. рис. 8.14), але розрахованого на тривалий режим роботи. Електричні втрати в роторі пропорційні ковзанню ($p_{e2} = sP_{em}$), тому зменшення частоти обертання (збільшення ковзання) супроводжується ростом електричних втрат у колі обмотки ротора і зниженням ККД двигуна. Так, якщо при незмінному навантажувальному моменті на валу двигуна збільшити ковзання від 0,02 до 0,5, що відповідає зменшенню частоти обертання приблизно вдвічі, то втрати в колі обмотки ротора складуть майже половину електромагнітної потужності двигуна. Це свідчить про неекономічність розглянутий спосіб регулювання. До того ж необхідно мати у виді, що ріст втрат у роторі супроводжується погіршенням умов вентиляції через зниження частоти обертання, що приводить до перегріву двигуна.

Розглянутий спосіб регулювання має ще і той недолік, що ділянка механічної характеристики, що відповідає усталеній роботі двигуна, при введенні в коло обмотки ротора додаткового опору стає більш пологішим і коливання навантажувального моменту на валу двигуна супроводжуються значними змінами частоти обертання ротора.

Але незважаючи на зазначені недоліки, розглянутий спосіб регулювання частоти обертання широко застосовується в асинхронних двигунах з фазним ротором. У залежності від конструкції регулювального реостата цей спосіб регулювання частоти обертання може бути плавним (при плавній зміні опору PP) чи ступінчастим (при ступінчастому зміні опору PP).

Спосіб забезпечує регулювання частоти обертання в широкому діапазоні, але тільки униз від синхронної частоти обертання. Разом з тим він забезпечує двигуну поліпшені пускові властивості (див. § 8.4).

Регулювання шляхом зміни величини живильної напруги. Для двигунів нормального виконання не застосовано, тому що при зменшенні живильного напруги різко зменшується максимальний момент M_{max} (криві 1, 2 і 3 на рис. 8.17). Критичне ковзання $s_{кр}$, що визначає зону стійкої роботи двигуна, залишається незмінним і рівної $s_{кр}=0,1-0,2$. Принципово цей спосіб можна було б викорис-

товувати для регулювання двигунів з великим активним опором ротора, тому що в цьому випадку ковзання $s_{кр}$ різке зростає і максимум моменту зрушується

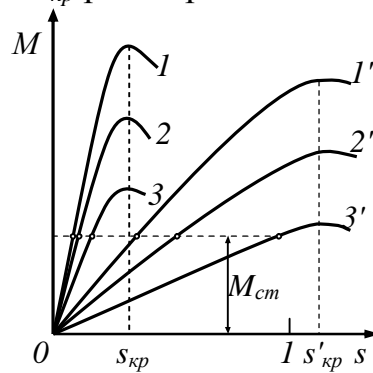


Рис. 8.17. Зміна форма характеристик $M = f(s)$ при регулюванні частоти обертання шляхом зміни живлющої напруги: 1, 1' – природні механічні характеристики; 2, 3, 2', 3' – штучні механічні характеристики

в зону, поблизу до $s=l$, і навіть в область, де $s>l$ (криві 1', 2' і 3' на рис. 8.17). Однак це веде до значного збільшення втрат потужності і зниженню ККД, по цьому такий спосіб регулювання швидкості може бути застосований тільки в двигунах малої потужності, для яких величина ККД не має істотного значення.

§ 8.7. Основні типи асинхронних двигунів, що випускаються серійно

Асинхронні двигуни в силу ряду переваг (відносна дешевина, високі енергетичні показники, простота конструкції й обслуговування), є найбільш розповсюдженими серед всіх електричних машин. У кількісному відношенні вони складають близько 90 % усього парку електродвигунів, а по встановленій потужності близько 55 %; вони споживають понад 40 % усієї вироблюваної в країні електроенергії. Асинхронні двигуни випускають, як правило, великими серіями, найбільш значними з яких є машини загального призначення – серії 4А, АІ і серії спеціалізованих двигунів, наприклад, кранових МТ, вибухозахищених ВР, ВАО та ін. *Серія – ряд двигунів зростаючої потужності, що мають одну конструкцію і єдину технологію на великих ділянках серії і призначених для масового виробництва.* При проектуванні серії двигунів найважливіше значення мають питання уніфікації деталей, конструктивних вузлів і нормалізації ряду розмірів. Усе це зв'язано з раціональною організацією виробництва як усередині заводу, так і в об'єднанні, що випускає єдину серію машин.

При проектуванні серії асинхронних двигунів зовнішні діаметри статора вибирають таким чином, щоб при тому самому зовнішньому діаметрі при зміні довжини машини одержати кілька машин на різні потужності і частоти обертання. Така побудова серії приводить до скорочення кількості штампів, зменшенню кількості моделей для виливки станин і підшипникових щитів, збереженню тих самих діаметрів валів, уніфікації підшипникових щитів, збереження кількості і номенклатури оснащення і вимірювального інструмента. Широка уніфікація забезпечує економічну ефективність цілої серії, а не однієї машини.

Серія трифазних асинхронних двигунів 4А. Єдина серія 4А охоплює діапазон потужностей від 0,06 до 400 кВт. В основу поділу двигунів на типорозміри покладено конструктивний параметр – висота осі обертання h , обумовлена відстанню від осі обертання (для машин з горизонтальною віссю обертання) до опорної площини. Двигуни єдиної серії 4А виготовляються з висотами осі обертання 50, 56, 63, 71, 80, 90, 100, 112, 132, 160, 180, 200, 225, 250, 280, 315, 355 мм. Двигуни кожної висоти осі обертання виконуються двох типорозмірів з різною довжиною пакетів сердечників, але однаковим штампом пластин цих сердечників. Двигуни виготовляються на синхронні частоти обертання 3000, 1500, 1000, 750, 600 і 500 об/хв.

Двигуни єдиної серії 4А виготовляються в двох виконаннях: закритий, що обдувається (IP23) і захищений із внутрішньою самовентиляцією (IP44). Двигуни закритого виконання всього діапазону осей обертання виготовляються з короткозамкненим ротором, а осей обертання 200, 225 і 250 мм – ще і з фазним ротором (4АК). Двигуни захищеного виконання виготовляються з короткозамкненим ротором (4АН) при висоті осі обертання $h \geq 160$ мм, а при висоті осі обертання $h \geq 200$ мм – ще і з фазним ротором (4АНК).

Асинхронні двигуни єдиної серії 4А призначені для самого широкого застосування у всіх галузях народного господарства і крім основного мають кілька електричних модифікацій і спеціалізованих виконань.

Двигуни основного виконання призначені для привода механізмів, що не пред'являють особливих вимог до пускових характеристик, ковзанню, енергетичним показникам і т.д. Передбачається, що навколишнє середовище в місці їхньої установки не вибухонебезпечна, не містить струмопровідного пилю, агресивних газів і пар у концентраціях, що руйнують метал і ізоляцію. Двигуни призначені для роботи від мережі частотою 50 Гц і напруги 220/380 і 380/660 В

Розрізняють наступні електричні модифікації двигунів:

- а) двигуни з підвищеним ковзанням, з "м'якою" механічною характеристикою;
- б) двигуни з підвищеним пусковим моментом (подвійна клітка на роторі);
- в) багатошвидкісні двигуни – на двох, три і чотири частоти обертання в діапазоні від 500 до 3000 об/хв;
- г) двигуни на частоту 60 Гц, що мають частоту обертання на 20 % вище, ніж двигуни основного виконання при тієї ж потужності.

По конструктивному виконанню двигуни розділяються на:

- а) малошумні, що мають підвищений скіс пазів (1,5 зубцових розподілів), збільшений повітряний зазор, пластмасовий вентилятор;
- б) двигуни, що вбудовуються, (4АВ) для вбудовування у верстати і механізми;
- в) двигуни з убудованим температурним захистом для привода механізмів, що працюють зі значними перевантаженнями, частими пусками і т.д.; у лобові частини обмоток статора встановлені терморезистори, що при перегріві двигуна видають сигнал на відключення двигуна.

За умовами навколишнього середовища двигуни розділяються на:

а) двигуни тропічного виконання, призначені для роботи в умовах вологого чи сухого тропічного клімату; у них застосовані тропікостійка ізоляція й антикорозійне покриття всіх деталей;

б) двигуни вологоморозостійкого виконання, призначені для роботи при навколишній температурі до $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ і відносної вологості до 100% при температурі $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$;

в) двигуни хімоустійкого виконання, призначені для роботи в умовах температури навколишнього середовища $\pm 40\text{ }^{\circ}\text{C}$, відносної вологості до 80 % при температурі $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ і наявності хімічно активного невибухонебезпечного середовища; у них застосовані хімоустійкі ізоляційні матеріали й антикорозійні покриття всіх деталей.

Серія трифазних асинхронних двигунів АИ. Асинхронні двигуни серії АИ загальнопромислового призначення з висотами осей обертання від 45 до 355 мм потужністю від 0,025 до 315 кВт розроблені в рамках Міжнародної організації по економічному і науково-технічному співробітництву в електротехнічній промисловості (ІНТЕРЕЛЕКТРО). Двигуни виготовляються на напругу 220/380 і 380/660 В, частотою струму 50 Гц. Можливе виготовлення двигунів на частоту струму 60 Гц. По ступені захисту двигуни цієї серії мають виконання: закритий, що обдувається для усіх висот осі обертання чи захищений із внутрішньою самовентиляцією для висот осі обертання від 160 до 355 мм.

На відміну від серії 4А в двигунах серії АИ більш широко застосовані високоміцні алюмінієві сплави і пластмаси і використана більш вдосконалена система вентиляції, що забезпечує зниження температури нагрівання двигунів при номінальному навантаженні на $10\text{--}20\text{ }^{\circ}\text{C}$ у порівнянні з двигунами серії 4А. Для найбільш масового відрізка серії з висотами осей обертання від 71 до 100 мм застосовані підшипники з поліпшеними віброакустичними характеристиками. Поліпшення вентиляційного і підшипникового вузлів забезпечило двигунам серії АИ зниження рівня шуму при їхній роботі і підвищення надійності.

Серія асинхронних двигунів для гірничих машин. Для привода гірничих машин випускаються рудничні вибухозахищені асинхронні електродвигуни потужністю 0,25 – 2000 кВт і напругою – 220 – 6000 В.

Вибухозахищені електричні машини підрозділяються на два типи: електричні машини, призначені для експлуатації у вибухонебезпечних приміщеннях і в зовнішніх установках, і рудничні електричні машини, призначені для застосування в підземних виробітках вугільних шахт. Їхньою відмінністю від машин загального призначення є в першу чергу конструкція і частково матеріали оболонок і ущільнень, що забезпечують необхідний вибухозахист. Ряд рудничних двигунів відрізняється також ізоляцією обмоток, номінальною напругою, зв'язаною з умовами живлення двигунів, що працюють у підземних виробках, механічними характеристиками, обумовленими специфічними вимогами привода.

Ступінь захисту і конструкція двигунів визначаються вибухонебезпечністю приміщень, для роботи в якій вони призначені, і наявністю в навколишнім

середовищі тих чи інших газів, пар, чи пилю пальних волокон, що можуть утворити вибухонебезпечні суміші з повітрям.

Щоб уникнути вибуху в шахті у випадку виникнення дуги в двигуні повітря, що прохолоджує обмотки, циркулює в замкнутому обсязі усередині двигуна (за рахунок внутрішнього вентилятора), віддаючи теплоту стінкам корпусу. Зовні корпус прохолоджується зовнішнім вентилятором, прикритим кожухом. Приєднувальні затискачі двигунів знаходяться усередині вибухонепроникної увідної коробки, закритою кришкою з потаємними гвинтами під спеціальний ключ, наявний тільки в шахтних електриків. Підключення здійснюється шахтними кабелями, що вводяться в коробки через кабельні введення, що забезпечують вибухонепроникність з'єднання. Двигуни з фазним ротором мають дві вступні коробки: для підключення статора і ротора. Контактні кільця і щітки укриті вибухонепроникним ковпаком.

Двигуни зі звичайним короткозамкненим ротором застосовують для гірничих машин з легкими умовами пуску (насоси, вентилятори), а двигуни з поліпшеними пусковими характеристиками – для машин з важкими умовами пуску (скребкові конвеєри, струги). Двигуни з фазним ротором використовують для машин з частими важкими пусками і для регулювання швидкості (шахтні підйомні машини, магістральні стрічкові конвеєри).

Двигуни серії ВАО, У, ВР призначені для роботи у всіх галузях вугільної промисловості в тому числі в шахтах, небезпечних по газі (метану) і вугільного пилю, для приводів насосів, вентиляторів, грохотів, елеваторів, дробарок, стрічкових конвеєрів, живильників, прохідницьких машин, шахтних комбайнів, крім головного привода, і т.п. Двигуни мають основне виконання і ряд модифікацій, що розрізняються призначенням, технічними даними, особливостями конструкції і рівнем вибухозахисту.

Двигуни серії ЕДКО, ЕКВ і ЕКВЖ призначені для привода очисних комбайнів. У двигунах для очисних комбайнів обертовий короткозамкнений ротор розміщений у статорі, корпус якого має форму паралелепіпеда (для зчленування з комбайном), причому двигуни серії *ЕДКО* мають зовнішній обдув корпусу, а серії *ЕКВ* – охолодження корпусу водою, що подається на комбайн для зрошення вибою. Потужність цих двигунів від 36 до 160 кВт. Двигун серії *ЕКВЖ* потужністю 315 кВт має охолодження ротора спеціальною непальною ізолюючою рідиною, що циркулює усередині корпусу, який охолоджується водою.

Контрольні запитання

1. Основні конструктивні елементи трифазного асинхронного двигуна.
2. Основні елементи конструкції короткозамкнутого і фазного двигуна.
3. Як і при яких умовах утворюється обертове магнітне поле трифазною обмоткою?
4. Як залежить частота обертання магнітного поля трифазної обмотки від частоти струму і числа полюсів в обмотці статора?
5. Поясніть принцип дії трифазного асинхронного двигуна.
6. Чи може ротор асинхронного двигуна обертатися синхронно з обертовим магнітним полем статора?
7. Що називається ковзанням в асинхронному двигуні? Як визначається ковзання?

8. Який діапазон зміни ковзання асинхронного двигуна і відповідно частоти обертання ротора? У яких межах знаходиться номінальне ковзання двигунів загального призначення?
9. На щитку заводських даних двигуна зазначена номінальна частота обертання вала ротора $n_{ном}$. Як визначити синхронну частоту обертання n_1 , номінальне ковзання $s_{ном}$, число полюсів обмотки статора $2p$?
10. Напишіть вираження для ЕРС, що наводиться у фазах обмотки статора та у обмотці нерухомого й обертового ротора.
11. Напишіть рівняння напруг фази обмоток статора й обертового ротора (за законом Кирхгофа).
12. Напишіть рівняння МРС і струмів асинхронного двигуна.
13. Чому зі збільшенням механічного навантаження на валу асинхронного двигуна зростають споживані з мережі струм і потужність?
14. Чим відрізняється Г-образна схема заміщення асинхронного двигуна від Т-образної?
15. Дайте пояснення за енергетичною діаграмою активної потужності асинхронного двигуна: фізичний зміст і розрахунок складових постійних і змінних втрат.
16. Які види втрат мають місце в асинхронному двигуні?
17. Чому магнітні втрати в сердечнику ротора не враховуються?
18. На які види втрат впливають величина повітряного зазору і товщина пластин сердечника статора?
19. Від яких параметрів залежить електромагнітний момент асинхронного двигуна?
20. Показати на механічній характеристиці асинхронної машини $M=f(s)$ зони, що відповідають різним режимам її роботи.
21. Максимальний і пусковий момент асинхронного двигуна і їхня залежність від напруги і частоти мережі і від активного опору обмотки ротора.
22. Характеристика асинхронного двигуна в координатах $n=f(M)$. Поясніть характерні точки кривої $n=f(M)$ і її частини, що відповідають стійкій і хитливій роботі двигуна.
23. Перевантажувальна здатність двигуна і вплив на неї величини напруги живильної мережі.
24. Як розрахувати механічну характеристику асинхронного двигуна, використовуючи каталожні дані; оцінити точність розрахунку різних ділянок характеристики.
25. Пояснити вид робочих характеристик асинхронного двигуна.
26. Чому графік $I_1=f(P_2)$ не виходить з початку координат?
27. Чому при малих навантаженнях двигуна його $\cos \phi_1$ має низьке значення?
28. Якими показниками характеризуються пускові властивості асинхронного двигуна?
29. Достоїнства і недоліки прямого пуску асинхронних двигунів.
30. Які способи пуску асинхронних двигунів при зниженій напрузі?
31. Як впливає значення опору кола ротора на пускові властивості асинхронного двигуна?
32. Як здійснюється пуск асинхронних двигунів з фазним ротором?
33. Постановка задачі регулювання частоти обертання асинхронних двигунів.
34. Дати характеристику фізичних процесів, привести механічні характеристики, вказати можливі діапазони й економічність різних способів регулювання частоти обертання асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором при зміні: величини живильної напруги, частоти струму в статорі чи числа пар полюсів обмотки статора.
35. Сутність, фізичні процеси, механічні характеристики, достоїнства і недоліки регулювання частоти обертання асинхронних двигунів з фазним ротором зміною активного опору кола обмотки ротора.
36. Чому при частотному регулюванні частоти обертання одночасно з частотою живильного струму необхідно змінювати напругу?
37. Що таке серія асинхронних двигунів, і з якою метою проектування двигунів виконується єдиною серією?
38. Що є характерним для єдиної серії електричних машин?

Типові задачі

1. Трифазний асинхронний двигун призначений для роботи при напрузі мережі 220/380 В. Як з'єднати фази обмотки статора цього двигуна при напрузі мережі 220 В и як – при напрузі мережі 380 В?
2. Ротор асинхронного трифазного двигуна обертається з частотою 1450 об/хв. Чому дорівнюють ковзання, частота струму в обмотці ротора і число полюсів обмотки статора?
3. Трифазний асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором має ковзання, що змінюється від 0,4 до 6 % при зміні навантаження від холостого ходу до номінального. Визначити в яких межах буде змінюватися частота обертання ротора, якщо частота живильного струму 50 Гц?
4. Визначити діюче значення ЕРС, що індукуються у фазі обмоток статора і ротора асинхронного двигуна при нерухомому й обертовому роторі, якщо $\Phi_m=0,0125$ Вб, $s=0,04$; $W_1=96$; $W_2=32$; $K_{об1}=0,92$; $K_{об2}=0,96$; $f=50$ Гц.
5. Активний і індуктивний опір фази ротора асинхронного короткозамкнутого двигуна відповідно $R_2=0,5$ Ом і $X_2=20$ Ом. Визначити струм у фазі ротора в момент пуску двигуна і при обертанні ротора з ковзанням $s=4\%$. ЕРС, що наводиться у фазі обмотки обертового ротора $E_{2s}=13$ В.
6. Трифазний асинхронний двигун споживає з мережі потужність $P_1=9,15$ кВт при струмі $I_1=31,2$ А і напрузі $U_1=220$ В. Визначити ККД і $\cos \phi_1$, якщо корисна потужність на валу двигуна $P_2=7,5$ кВт.
7. Трифазний асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором серії ВАО має наступні паспортні дані: $P_n=8,5$ кВт; напруга $U_1=660/380$ В, частота обертання ротора $n_n=730$ об/хв, ККД $\eta = 85,5\%$; $\cos \phi_1=0,73$; $M_{пуск}/M_{ном}=1,5$; $M_{max}/M_{ном}=2,2$; $I_{пуск}/I_{ном}=6$. Визначити споживану потужність, лінійний струм, число полюсів, номінальне ковзання, номінальний, пусковий і максимальний моменти, пусковий струм, критичне ковзання (з використанням формули Клоса), частоту обертання ротора при максимальному моменті.
8. Асинхронний трифазний електродвигун потужністю 10 кВт має частоту обертання $n_n=1450$ об/хв і кратність пускового моменту $M_{пуск}/M_{ном}= 2,2$. Чи можна здійснити пуск двигуна при повному його навантаженні, коли напруга, що підводиться до нього знижена на 10%?
9. У скільки разів понизиться перевантажувальна здатність асинхронного трифазного двигуна при зниженні напруги живлення в два рази?
10. У мережі, що живить асинхронний трифазний двигун, напругу зменшили в два рази, а частоту збільшили в 1,5 рази. Як зміниться частота обертання ротора, якщо двигун працює в режимі холостого ходу?
11. Регулювання частоти обертання трифазного асинхронного двигуна здійснюється зміною числа пара полюсів обмотки статора з $2p=2$ на $2p=4$. Як зміниться частота обертання ротора при роботі двигуна в режимі холостого ходу і при номінальному навантаженні?

ТРИФАЗНІ СИНХРОННІ МАШИНИ

§ 9.1. Основні визначення і поняття

Синхронною називається машина змінного струму, в якій в усталеному режимі відношення частоти обертання ротора n до частоти струму f в колі, яке підключене до обмотки якоря, не залежить від величини навантаження при зміні його в межах, що допускаються

$$n = n_1 = \frac{60f}{p}, \text{об/хв}, \quad (9.1)$$

де p – число пар полюсів; n_1 – частота обертання магнітного поля, що створюється обмоткою якоря.

Конструктивно синхронна машина складається з двох частин: нерухомої – статора, та обертової – ротора.

Статор синхронної машини по улаштуванню майже не відрізняється від статора асинхронної машини. Якщо синхронна машина трифазна, то на статорі розташовується трифазна обмотка, що називається *обмоткою якоря*.

На роторі синхронної машини розташовується обмотка, що через два контактних кільця живиться від джерела постійного струму – *збудника*. Ця обмотка призначена для створення магнітного потоку збудження Φ_0 у машині та називається *обмоткою збудження*. Потужність збудника складає (0,3 – 3) % від номінальної потужності P_n синхронної машини. Збудник звичайно розташовується на одному валу із синхронною машиною. Існують і інші способи збудження синхронних машин, наприклад – живлення обмотки збудження від мережі змінного струму через випрямляч.

Синхронна машина, як і інші електричні машини, володіє властивістю оборотності і тому може працювати як у режимі генератора, так і в режимі двигуна.

Найбільш розповсюдженим режимом роботи синхронних машин є генераторний режим. Як генератор, синхронна машина використовується головним чином для виробництва електричної енергії змінного струму на електричних станціях. Майже вся електрична енергія на Землі виробляється синхронними машинами. Синхронні генератори – самі потужні електричні машини, створені людиною: на теплових і атомних електростанціях експлуатуються турбогенератори потужністю 1200 МВт на 3000 об/хв і 1600 МВт на 1500 об/хв. Синхронні генератори для дизель-генераторних установок мають потужність від сотень до десятків тисяч кіловат.

У режимі двигуна синхронні машини використовуються як приводні двигуни потужних насосів, вентиляторів, повітродувок. Гранична потужність синхронних двигунів досягає декількох сотень мегаватів. Синхронні двигуни у відмінності від двигунів інших типів мають в усталеному режимі строго постійну частоту обертання при даній частоті живлячої мережі. Відмінною рисою синхронних двигунів є можливість регулювання коефіцієнта потужності. Дана властивість най-

більш важлива в електроприводі великої потужності, тому що дає можливість підвищити коефіцієнт корисної дії. Синхронні двигуни малої потужності застосовуються в системах автоматики, де використовується головним чином їхня властивість: сталість частоти обертання. У великих кількостях випускаються двигуни малої потужності, в яких для створення магнітного поля збудження застосовуються постійні магніти.

Синхронний двигун, який працює без навантаження на валу двигуна та призначений для генерації реактивної потужності називають синхронним компенсатором. Застосування синхронної машини як синхронного компенсатора дає можливість поліпшувати коефіцієнт потужності в електричній мережі. Якщо асинхронні машини для створення магнітного поля споживають з мережі реактивну потужність, то синхронні машини в залежності від ступеня збудження видають у мережу або споживають з мережі реактивну потужність.

Режим роботи синхронної машини, для якого вона призначена, характеризується зазначеними на її щитку номінальними величинами. На щитку синхронної машини вказуються:

- для якого режиму роботи машина призначається (генератор, двигун або компенсатор);

- потужність (для генератора – повна потужність у вольт-амперах (В·А) чи кіловольт-амперах (кВ·А), а також – активна потужність у ватах (Вт) чи кіловатах (кВт); для двигуна – потужність на валу в ватах (Вт) чи кіловатах (кВт); для компенсатора – реактивна потужність при випереджальному струмі в вольт-амперах реактивних (вар) чи кіловольт-амперах реактивних (квар));

- лінійний струм в амперах (А);

- лінійна напруга в вольтах (В) чи кіловольтах (кВ);

- коефіцієнт потужності $\cos j$;

- число фаз;

- з'єднання обмотки статора (зірка чи трикутник);

- частота в герцах;

- частота обертання ротора в оборотах у хвилину;

- напруги збудження (В);

- найбільший припустимий струм збудження в амперах (А).

§ 9.2. Типи синхронних машин і їхніх конструкцій

У залежності від конструктивного виконання ротора синхронні машини поділяються на два типи: явнополюсні і неявнополюсні.

Явнополюсні синхронні машини (синхронні машини з явновираженими полюсами). Схематично конструкція явнополюсної синхронної машини подана на рис. 9.1

Полюсний наконечник (1) і сердечник полюса (2) виконується шихтованим з окремих листів електротехнічної сталі товщиною 1-2 мм. На полюсах ротора розташовуються котушки обмотки збудження (3). Вони підключаються до збудника (джерела постійного струму) таким чином, щоб на роторі утворилися полюси по-

лярності, що чергується, $N-S; N-S; N-S; \dots$ (всього $2p$ полюсів)

За допомогою двох контактних кілець (4) що обертаються з ротором і двох нерухомих струмоз'ємних щіток обмотка з'єднується зі збудником. Постійний струм $I_{зб}$ збуджує в роторі магнітне поле з полярністю, що чергується. Таким чином, ротор являє собою електромагнітну систему постійного струму з обмоткою, що має теж число полюсів, що і трифазна обмотка статора (обмотка якоря).

З вираження 9.1 для частоти обертання синхронної машини випливає, що в залежності від числа пар полюсів, при $f = 50 \text{ Гц}$ частота обертання ротора може бути представлена так званим *синхронним* рядом

$$3000; 1500; 1000; 750; \dots \text{ [об/хв].}$$

Однак явнополюсні синхронні машини виконуються на частоті обертання що не перевищують 1000 об/хв. Це пояснюється тим, що при більш високих частотах обертання не забезпечується механічна міцність ротора.

Найбільш великі явнополюсні синхронні машини – *гідрогенератори*, тобто генератори гідралічних електростанцій, що приводяться в обертання тихохідною гідралічною турбіною (рис. 9.2, а). Звичайно гідрогенератори мають вертикальне розташування вала з опорним підшипником. При цьому діаметр ротора у великих гідрогенераторах досягає 20 м при осьовій довжині 1,7 м. Горизонтальне розташування вала в гідрогенераторах зустрічається рідко.

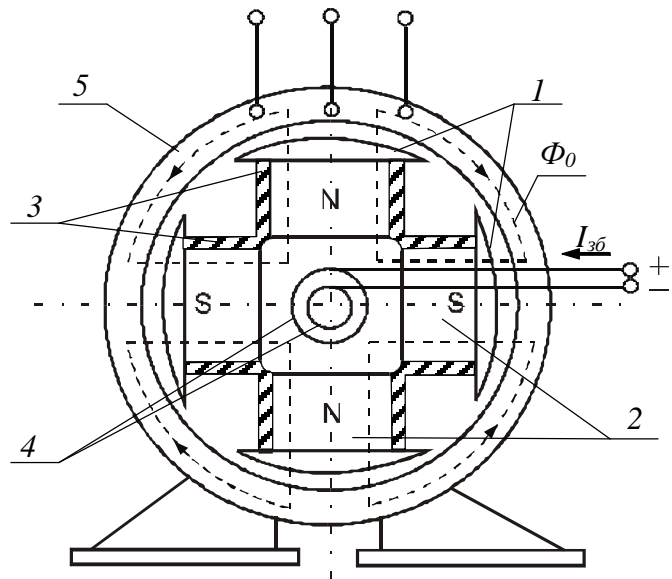
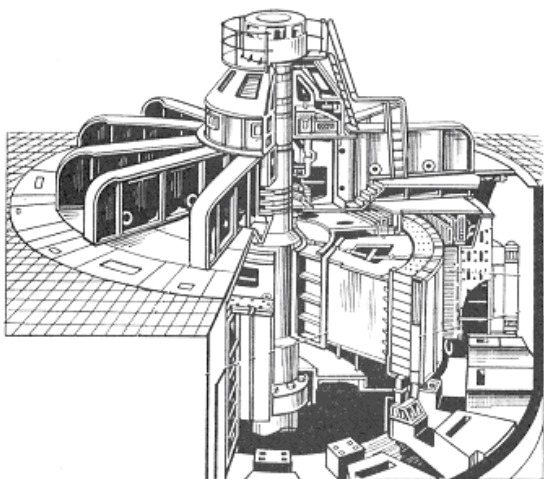
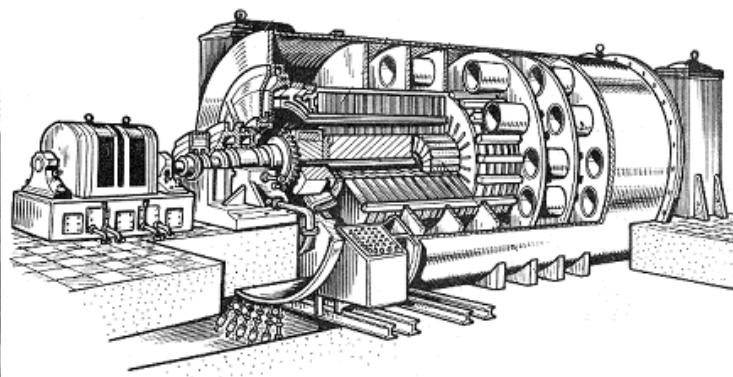


Рис. 9.1. Конструкція явнополюсної синхронної машини: 1 – полюсний наконечник; 2 – сердечник полюса; 3 – котушка обмотки збудження; 4 – контактні кільця; 5 – статор



а)



б)

Рис. 9.2. Загальний вигляд гідрогенератора (а) та турбогенератора (б)

Неявнополюсні синхронні машини (синхронні машини з неявновираженими полюсами). Типовою неявнополюсною синхронною машиною є генератор теплової електростанції, що приводиться в обертання швидкохідною паровою турбіною. Ці генератори називаються *турбогенераторами* (рис. 9.2, б). Ротор турбогенератора виконується із суцільного сталевого кування діаметром до 1,1-1,15 м і довжиною до 7,5 м. Схематично конструкція синхронної машини з неявновираженими полюсами представлена на рис. 9.3.

На зовнішній поверхні ротора 2 фрезеруються пази, в які укладається обмотка збудження 4. У пазах вона закріплюється сталевими клинами, а по торцях сталевими бандажами. Така конструкція ротора забезпечує високу механічну міцність.

Турбогенератори звичайно виконуються двополюсними ($2p=2$) з горизонтальним розташуванням вала. В цьому випадку їх частоти обертання

$$n = n_1 = \frac{60f}{p} = \frac{60 \cdot 50}{1} = 3000 \text{ об / хв}$$

Живлення обмотки збудження 4 здійснюється через контактні кільця 3 від джерела постійної напруги (збудника).

Турбогенератори мають складну систему охолодження. У великих машинах обмотка якоря охолоджується водою, що тече по пустотілим провідникам обмотки. Обмотка збудження охолоджується воднем по замкнутому циклу.

Обернена синхронна машина. Цей тип синхронної машини відрізняється від попередніх тим, що полюса та обмотка збудження розташовуються на статорі, а трифазна обмотка якоря на роторі. При цьому вона через три контактних кільця з'єднується з зовнішнім електричним колом. Обернені машини застосовуються рідко і тільки малої потужності (до 5 кВт). Це в першу чергу зв'язане з тим, що в колі обмотки якоря протікає великі струми, у наслідку чого мають місце великі втрати потужності в щіткових контактах і зниження терміну їхньої служби.

Очевидно, що процеси перетворення енергії в синхронній машині оберненої конструкції відбуваються в такий же спосіб, як і в синхронній машині, основного виконання (не оберненої).

Багато синхронних машин мають на роторі крім обмотки збудження ще мідну чи латунну короткозамкнену заспокоюючу (демпферну) обмотку, яка у неявнополюсному роторі мало відрізняється від аналогічної обмотки ротора

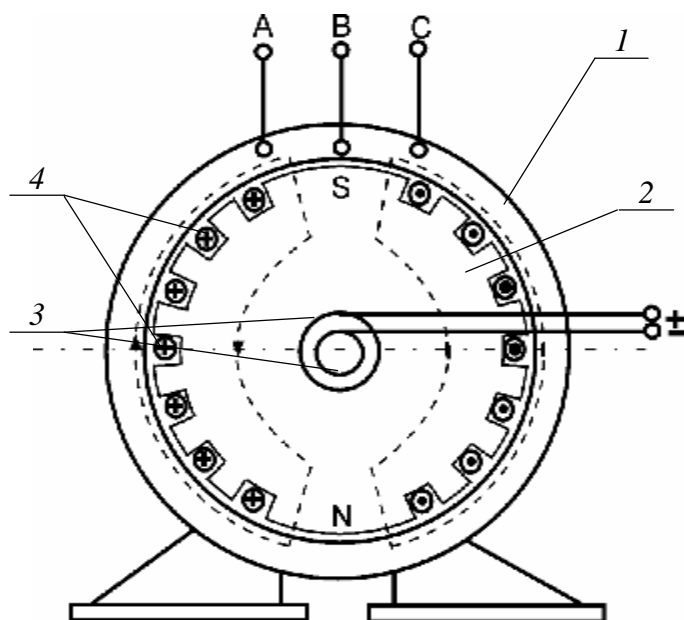


Рис. 9.3. Конструкція неявно полюсної синхронної машини: 1 – статор (якір); 2 – ротор (індуктор); 3 – контактні кільця; 4 – обмотка збудження

асинхронної машини, а в явнополюсному роторі її виконують у виді неповної короткозамкнутої обмотки, стрижні якої закладені тільки в пази полюсних наконечників і відсутні в межполюсному просторі (рис. 9.4). Ця обмотка сприяє загасанню коливань ротора при неусталених режимах синхронної машини, а також забезпечує асинхронний пуск синхронного двигуна.

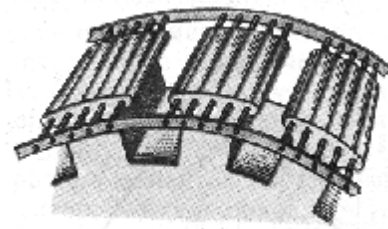


Рис. 9.4. Короткозамкнена заспокоююча обмотка

§ 9.3. Трифазні синхронні генератори

9.3.1. Принцип дії автономного синхронного генератора

Автономний синхронний генератор працює на мережу, що не має незалежної напруги від інших генераторів, наприклад при електропостачанні невеликого селища чи групи споживачів електроенергії від дизель-генератора.

Робота синхронного генератора заснована на явищі електромагнітної індукції і полягає в перетворенні механічної енергії в електричну енергію змінного струму.

Принцип дії синхронного генератора розглянемо на прикладі двополюсної моделі синхронної машини (рис. 9.5).

При підключенні обмотки збудження до джерела постійного струму, воно створює магнітне поле. Оскільки це поле утворено постійним струмом, то воно нерухомо в просторі щодо полюсів ротора. Якщо ротор не приведений в обертання, в обмотці якоря ЕРС не наводиться. Коли ротор приводиться в обертання приводним двигуном (наприклад, турбіною), силові лінії поля збудження перетинають провідники обмотки якоря та наводять у них ЕРС. Відповідно до закону електромагнітної індукції миттєве значення ЕРС провідника визначається його довжиною l і швидкістю його переміщення v , щодо ліній магнітного поля, що характеризується індукцією B

$$e_{np} = B \cdot l \cdot v \quad (9.2)$$

Якщо прийняти, що довжина провідника і швидкість руху поля ротора постійні величини, що має місце в синхронній машині, то очевидно, що характер ЕРС e_{np} буде залежати тільки від кривої розподілу індукції в повітряному зазорі уздовж окружності статора. Для одержання кривої ЕРС, близької до синусоїдальної, необхідно, щоб магнітна індукція вздовж повітряного зазору змінювалася за синусоїдальним законом ($B_0 = B_{max} \sin a$, де a – кут повороту осі магнітного поля ротора) (рис. 9.6). Останнє досягається відповідною конструкцією ротора: у явнополюсних машинах збільшенням повітряного зазору під краями полюсних наконечників (у 1,5 – 2 рази), а в неявнополюсних – підбором співвідношення між частиною окружності ротора без пазів і частиною його окружності з пазами, у які укладається розподілена обмотка збудження.

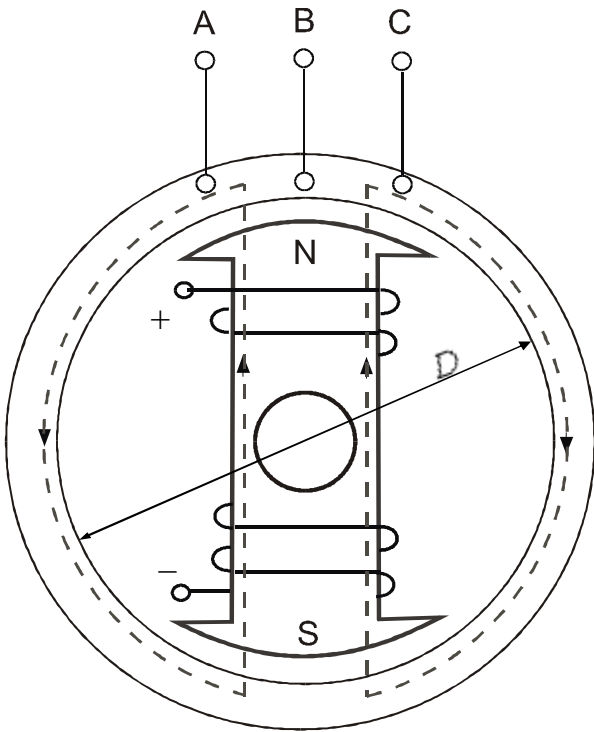


Рис.9.5. Модель двополусної синхронної машини

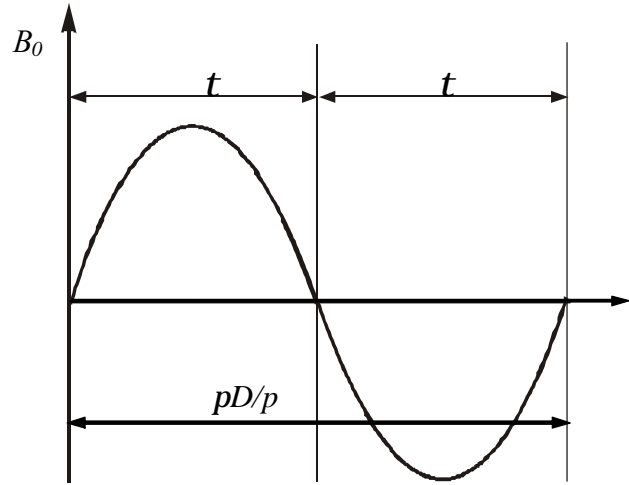


Рис. 9.6. Розподіл магнітної індукції в повітряному зазорі

Діюче значення ЕРС фази обмотки якоря визначається вираженням

$$E_{\phi} = 4,44w_{\phi}fK_{o\phi}\Phi_0 = E_0 \quad (9.3)$$

де w_{ϕ} – число послідовне з'єднаних витків у фазі обмотки якоря; $f = \frac{pn}{60}$ – частота ЕРС, Гц; p – число пар полюсів ротора; n – частота обертання ротора, об/хв; Φ_0 – магнітний потік збудження на полюсному розподілі, Вб; $K_{o\phi}$ – обмотковий коефіцієнт обмотки якоря (див. 8.2).

Відповідно до приведеної залежності, значення ЕРС і, отже, вихідна напруга генератора залежить від двох факторів:

1. Магнітного потоку Φ_0 на полюсному розподілі, що регулюється струмом збудження.
2. Частоти обертання ротора n .

Звичайно в генераторах загальпромислового призначення частота вихідної напруги $f = 50$ Гц, отже, у залежності від числа пар полюсів машини частота обертання ротора повинна бути визначеною, тобто відповідати наступному ряду

p	1	2	3	4
$n, \text{ об/хв}$	3000	1500	1000	750

Таким чином, у синхронних генераторах регулювати значення ЕРС обмо-

тки якоря і відповідно, вихідна напруга можна тільки зміною струму збудження.

Обмотка якоря трифазного синхронного генератора складається з трьох однофазних обмоток, зміщених у просторі під кутом 120 ел. градусів відносно один одного (див. гл. 8) і з'єднаних зіркою чи трикутником. На роторі розташована обмотка збудження, при підключенні якої до джерела постійного струму (збуднику) виникає магнітне поле збудження. За допомогою первинного двигуна ротор генератора приводять в обертання. При цьому магнітне поле ротора також обертається і наводить у трифазній обмотці якоря ЕРС, які будучи однаковими по величині і зсунутими по фазі відносно один одного на $1/3$ періоду ($\frac{2}{3}p$ чи 120 електричних градусів), утворюють трифазну симетричну систему ЕРС.

ЕРС першої гармоніки трифазної обмотки (прийняв початкову фазу ЕРС в обмотці A рівною нулю):

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin wt = \sqrt{2} \cdot E_\phi \cdot \sin wt \\ e_B &= E_m \sin(wt - 120^\circ) = \sqrt{2} \cdot E_\phi \cdot \sin(wt - 120^\circ) \\ e_C &= E_m \sin(wt - 240^\circ) = \sqrt{2} \cdot E_\phi \cdot \sin(wt - 240^\circ) = \sqrt{2} \cdot E_\phi \cdot \sin(wt + 120^\circ) \end{aligned} \quad (9.4)$$

9.3.2. Реакція якоря синхронного генератора

При роботі синхронного генератора в режимі холостого ходу виводи обмотки якоря розімкнуті. У цьому режимі в магнітному колі машини існує тільки поле, створене обмоткою збудження під дією магніторушійної сили (МРС) F_0 . На кожному полюсному розподілі в повітряному зазорі між статором і ротором утворюється магнітний потік Φ_0 , що називається основним магнітним потоком. Він визначає значення ЕРС обмотки якоря при холостому ході.

У навантажувальному режимі обмотка якоря підключена до навантаження. При цьому в обмотці якоря протікає струм I_1 , що створює власне магнітне поле під дією МРС обмотки якоря F_a . Це поле якоря взаємодіє з основним полем (полем збудження) підсилюючи, послабляючи або спотворюючи його форму. У результаті цієї взаємодії в генераторі, що працює під навантаженням, утвориться результуюче магнітне поле під дією результуючої МРС

$$\mathcal{F}_p = \mathcal{F}_0 + \mathcal{F}_a \quad (9.5)$$

Вплив МРС обмотки якоря на МРС обмотки збудження називають реакцією якоря.

У синхронних машинах магнітне поле (МРС), створюване обмоткою збудження (індуктором) обертається разом з ротором і щодо нерухомої системи відліку (нерухомого статора) частота обертання цього поля n . Змінний трифазний струм, що проходить по обмотці якоря, має частоту якоря f (див. п. 9.3.1) і створює магнітне поле (МРС) якоря, що обертається щодо нерухомого статора з ча-

стотою n_l (9.1). Очевидно, що магнітні поля (МРС) ротора і якоря обертаються щодо нерухомої системи відліку з однаковою частотою ($n = n_l$) і є взаємно нерухомими, чим і визначається можливість електромеханічного перетворення енергії (один з основних законів електромеханіки)

Реакція якоря впливає на робочі властивості синхронної машини, тому що зміна магнітного поля в машині супроводжується зміною ЕРС, наведеної в обмотці статора, а отже, зміною і ряду інших величин, зв'язаних з цією ЕРС. Очевидно, що реакція якоря синхронних машин залежить не тільки від величини, але і від характеру навантаження. Синхронні генератори, як правило, працюють на змішане навантаження (активно-індуктивне чи активно-ємнісне). Але для з'ясування питання про вплив реакції якоря на роботу синхронної машини доцільно розглянути випадки роботи генератора при навантаженнях граничного характеру, а саме: активного, індуктивного та ємнісного. Скористаємося для цього векторними діаграмами МРС, ЕРС і струмів синхронного генератора. При аналізі впливу реакції якоря виходять з наступних положень:

- вектор ЕРС E_0 , що індукується магнітним потоком обмотки збудження в обмотці статора, відстає по фазі від вектора цього потоку (а отже, і вектора МРС F_0) на 90° .

- вектор струму в обмотці якоря (статора) I_f може займати стосовно вектора E_0 різні положення, обумовлені кутом ψ у залежності від виду навантаження.

- взаємне розташування обертового ротора й обмотки фази $A-x$ якоря розглядаються для моменту часу, коли у фазі A якоря струм максимальний ($i_A = I_m$).

- вісь результуючої МРС усіх трьох фаз обмотки якоря F_a , а отже і вісь потоку Φ_a у всіх випадках перпендикулярна до площини котушки $A-x$, тобто в повітряному зазорі зображена горизонтальною лінією.

Активно навантаження ($\psi=0$). На рис. 9.7,а представлений статор і ротор двополюсного генератора. На статорі показана частина фазної обмотки. Ротор явнополюсний, обертається проти руху годинної стрілки. У розглянутий момент часу ротор займає вертикальне положення, що відповідає максимуму ЕРС E_0 у фазній обмотці $A-x$. Так як струм при активному навантаженні збігається по фазі з ЕРС, то вказане положення ротора відповідає також і максимуму струму. Побудувавши лінії магнітної індукції поля збудження (ротора) і лінії магнітної індукції поля обмотки якоря, бачимо, що МРС обмотки якоря F_a спрямована перпендикулярно МРС обмотки збудження F_0 . Цей висновок також підтверджується векторною діаграмою, побудованою для цього ж випадку. Порядок побудови цієї діаграми наступний: відповідно до положення ротора генератора проводимо вектор МРС збудження F_0 ; під кутом 90° до цього вектора убік відставання проводимо вектор ЕРС E_0 , наведеної магнітним полем збудження в обмотці якоря; при підключенні чисто активного навантаження струм в обмотці статора I_f збігається по фазі з ЕРС E_0 , а тому вектор

МРС F_a , створюваної цим струмом, зсунутий у просторі щодо вектора F_0 на 90° . Така взаємодія МРС F_0 та F_a викликає викривлення магнітного поля машини, магнітне поле послаблюється під краєм полюса, що набігає, і підсилюється під краєм полюса, що збігає. У наслідку насичення магнітного кола результуюче магнітне поле машини трохи послаблюється. Реакцію якоря у синхронному генераторі при активному навантаженні називають поперечною.

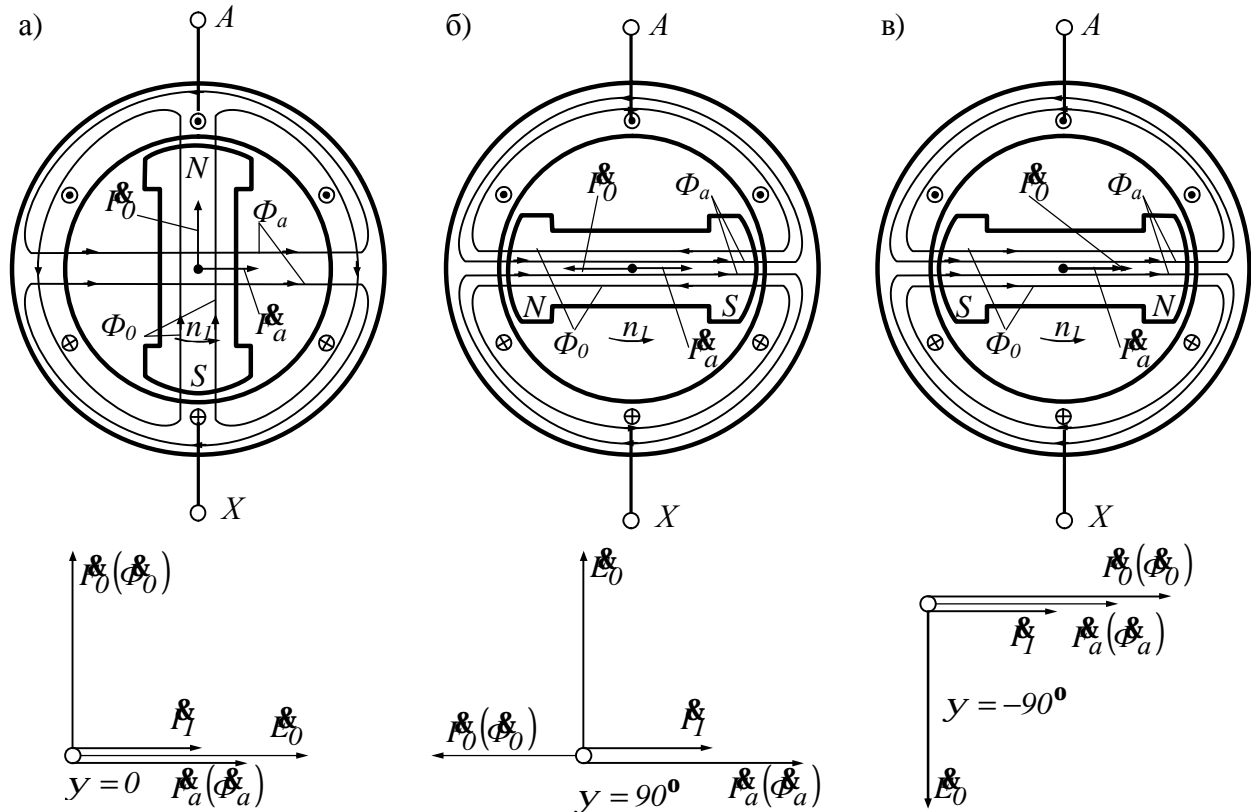


Рис. 9.7 Реакція якоря синхронного генератора при навантаженнях: активному (а), індуктивному (б), ємнісному (в).

І н д у к т и в н е н а в а н т а ж е н н я ($\psi=90^\circ$). При чисто індуктивному навантаженні генератора струм якоря I_f відстає по фазі від ЕРС E_0 на 90° . Тому він досягає максимального значення лише після повороту ротора вперед на 90° щодо його положення, що відповідає максимуму ЕРС E_0 (рис. 9.7, б) При цьому МРС якоря F_a діє по осі полюсів ротора зустрічно МРС збудження F_0 . У цьому ми також переконуємося, побудувавши векторну діаграму. Така дія МРС якоря послабляє поле машини. Отже, *реакція якоря в синхронному генераторі при чисто індуктивному навантаженні здійснює поздовжнє-розмагнічуючу дію.*

Є м н і с н е н а в а н т а ж е н н я ($\psi=-90^\circ$). Так як струм I_f при ємнісному навантаженні випереджає по фазі ЕРС E_0 на 90° , то свого найбільшого значення він досягає раніш, ніж ЕРС, тобто коли ротор займе положення, показане на рис. 9.5, в. Магніторушійна сила якоря F_a , так само як і в попередньому випадку, діє по осі полюсів, але тепер уже згідно з МРС збудження F_0 . При цьому відбувається посилення магнітного поля збудження. Таким чином, *при чисто ємнісному навантаженні синхронного генератора реакція якоря здійс-*

нює поздовжнє-намагнічуючу дію.

Змішане навантаження. При змішаному навантаженні синхронного генератора струм якоря \vec{I}_a зсунуто по фазі відносно ЕРС E_0 на кут ψ , значення якого знаходяться в межах $0 < \psi < \pm 90^\circ$. Для з'ясування питання про вплив реакції якоря при змішаному навантаженні скористаємося векторними діаграмами, що представлені на рис.9.8.

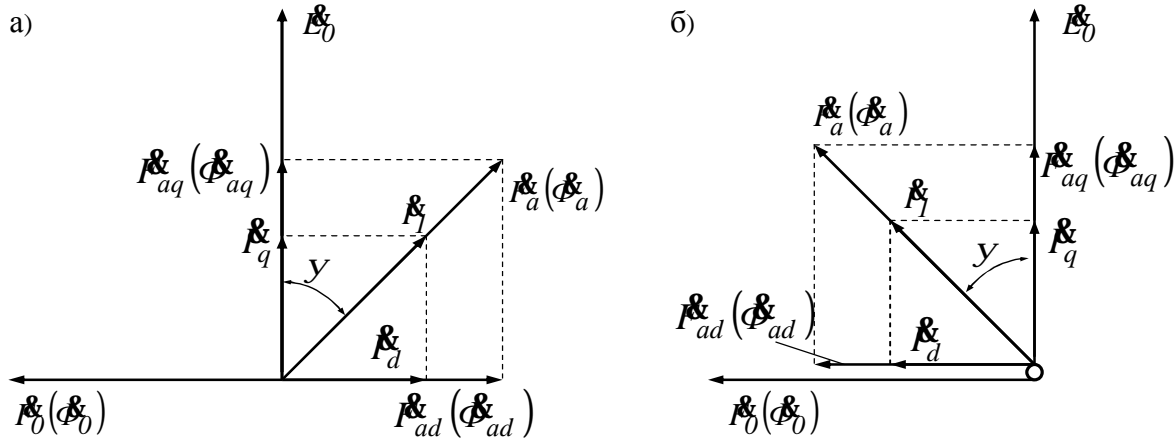


Рис. 9.8. Реакція якоря синхронного генератора при змішаному навантаженні: а – активно-індуктивне навантаження, б – активно-ємнісне навантаження.

При активно-індуктивному навантаженні (рис. 9.8.а) вектор \vec{I}_a відстає від вектора \vec{E}_0 на кут $0 < \psi < 90^\circ$. Розкладемо вектор \vec{I}_a на дві складові: поздовжню складову МРС якоря $F_{ad} = I_a \sin \psi$ і поперечну складову МРС якоря $F_{aq} = I_a \cos \psi$. Таке ж розкладання МРС якоря \vec{I}_a на складові можна зробити у випадку активно-ємнісного навантаження (рис. 9.8, б). Поперечна складова МРС якоря F_{aq} пропорційна активній складовій струму навантаження $I_q = I_a \cos \psi$, а поздовжня складова МРС якоря F_{ad} пропорційна реактивній складовій струму навантаження $I_d = I_a \sin \psi$.

При цьому, якщо реактивна складова струму навантаження I_d відстає по фазі від ЕРС E_0 (навантаження активно-індуктивне), то МРС F_{ad} розмагнічує генератор; якщо ж реактивна складова I_d випереджає по фазі ЕРС E_0 (навантаження активно-ємнісне), то МРС F_{ad} підмагнічує генератор.

9.3.3. Векторні діаграми і характеристики трифазного синхронного генератора

Векторні діаграми синхронного генератора з приєднаним симетричним навантаженням дозволяють установити зв'язок між його ЕРС \vec{E} , напругою \vec{U}_1 і струмом обмотки якоря \vec{I}_1 , виходячи з рівняння електричного стану фази обмотки якоря

$$\vec{U}_1 = \vec{E} - \vec{I}_1 R_a - j \vec{I}_1 X_1 \quad (9.6.)$$

де R_a і X_l – відповідно активний опір і індуктивний опір розсіювання фази обмотки якоря.

Як відзначалося в 9.3.2. результуюче магнітне поле машини внаслідку реакції якоря визначається взаємодією основного магнітного поля (Φ_0) і магнітного поля якоря (Φ_a). У першому наближенні можна вважати, що $\Phi = \Phi_0 + \Phi_a$, а отже і ЕРС генератора $E = E_0 + E_a$. Як уже відзначалося, магнітне поле якоря визначається струмом якоря (I_l), і тому ЕРС, що індукується в обмотці якоря (E_a), визначається індуктивним спаданням напруги в цій обмотці

$$E_a = -jX_a \cdot I_l \quad (9.7)$$

З врахуванням (9.7) напругу генератора можна представити так:

$$U_l = E_0 - I_l R_a - jI_l(X_l + X_a)$$

або

$$U_l = E_0 - I_l R_a - jI_l X_c, \quad (9.8)$$

де $X_c = X_l + X_a$ являє собою синхронний індуктивний опір фази обмотки якоря, що у ненасиченої машини є практично незмінною величиною.

Рівнянню (9.8) відповідають векторні діаграми (рис. 9.9 а, б), що побудовані для однієї фази трифазного синхронного генератора відповідно для струму відстаючого (навантаження активно – індуктивне) та випереджаючого (навантаження активно – ємнісн) по фазі напругу. З цих діаграм видно що в першому випадку, коли $\varphi > 0$, збільшення навантаження супроводжується зменшенням напруги U_l , а в другому при $\varphi < 0$ – зростанням напруги U_l .

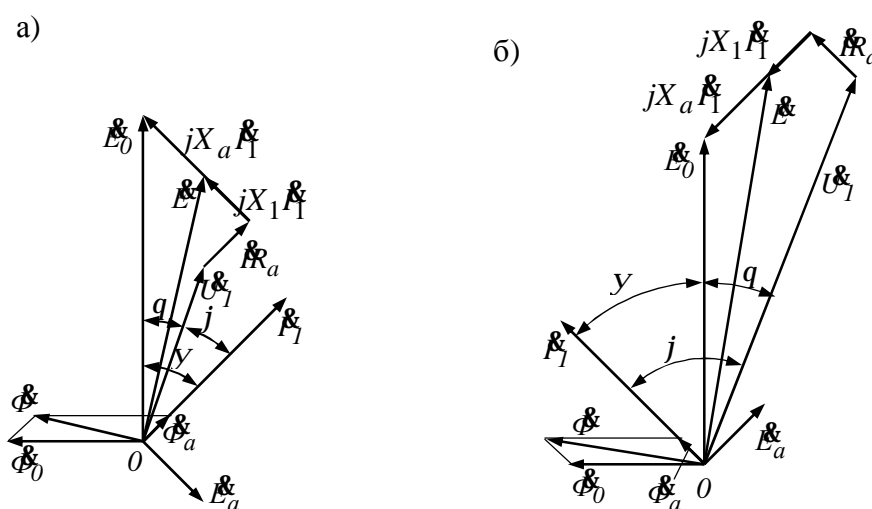


Рис. 9.9. Векторні діаграми фази трифазного синхронного генератора при симетричному навантаженні зі струмом обмотки якоря:
а – відстаючим від напруги; б – випереджаючим напругу.

У синхронних машинах великої потужності активне спадання напруги $I_l R_a$ мало в порівнянні з індуктивним спаданням напруги $jI_l X_c$ і не перевищує

5...6 % номінальної напруги генератора. Тому рівняння електричного стану фази статора можна спростити і записати в такому виді:

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_0 - jX_c \underline{I}_1 \quad (9.8 \text{ a})$$

Це рівняння можна інтерпретувати спрощеною векторною діаграмою (рис.9.10), представленій для двох симетричних навантажень з однаковими струмами \underline{I}_1 та \underline{I}_2 , що відстають від своїх напруг відповідно на кути j_1 та j_2 з якої видно, що напруга на затискачах синхронного генератора залежить не тільки від струму обмотки статора, обумовленого приєднаним навантаженням, але також і від її коефіцієнта потужності.

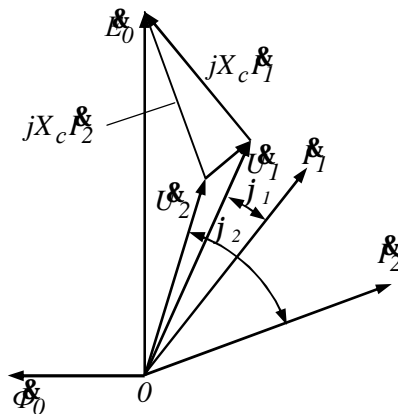


Рис. 9.10. Спрощена векторна діаграма фази трифазного синхронного генератора при симетричній навантаженнях з однаковими струмами, що відстають від напруги на різні кути.

Аналіз приведених векторних діаграм дозволяє судити про характеристики синхронного генератора, що у кінцевому виді визначають його властивості. Найважливішими з цих характеристик є характеристики холостого ходу, зовнішні і регульовальні.

Характеристика холостого ходу синхронного генератора являє собою графік залежності напруги U_0 у режимі холостого ходу генератора від струму збудження $I_{зб0}$ при незмінній частоті обертання ротора: $U_0 = f(I_{зб})$ при $I_1 = 0$ та $n = const$. Схема ввімкнення синхронного генератора для зняття характеристики холостого ходу приведена на рис. 9.11, а. Звичайно знімають висхідну і спадну ділянки характеристики, які внаслідок гістерезисних властивостей магнітного кола не збігаються.

Характеристика холостого ходу, а також інші характеристики синхронних генераторів зручніше будувати у відносних одиницях. При цьому по осях графіка відкладають не абсолютні значення величин, а їхні відносини до номінальних значень: по осі ординат $\frac{U_0}{U_{1н}}$, по осі абсцис $\frac{I_{зб.0}}{I_{зб.0н}}$.

Таким чином, за одиницю на осі напруг приймають напругу холостого ходу, яка дорівнює номінальній $U_0 = U_{1н}$, а за одиницю на осі струмів збу-

дження приймають струм збудження $I_{зб.0н}$, що відповідає напрузі $U_0 = U_{1н}$.

Характеристики у відносних одиницях дозволяють зробити порівняльну оцінку різних генераторів.

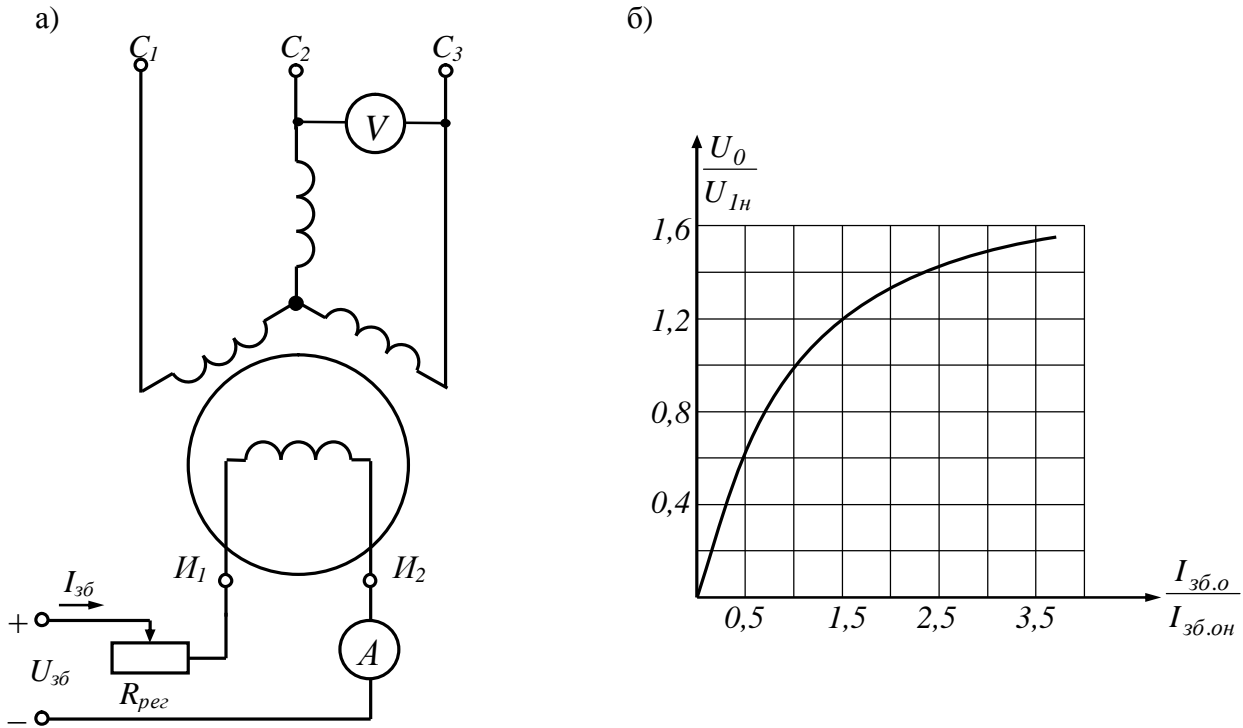


Рис. 9.11. Дослід холостого ходу синхронного генератора:
а – схема досліду, б – нормальна характеристика холостого ходу

Зовнішня характеристика синхронного генератора являє собою залежність напруги на виводах якірної обмотки від величини струму навантаження:

$$U_1 = f(I_1) \text{ при } I_{зб} = const; \cos j = const; n_1 = n_n = const.$$

На рис. 9.12, а представлені зовнішні характеристики, що відповідають різним за характером навантаженням синхронного генератора.

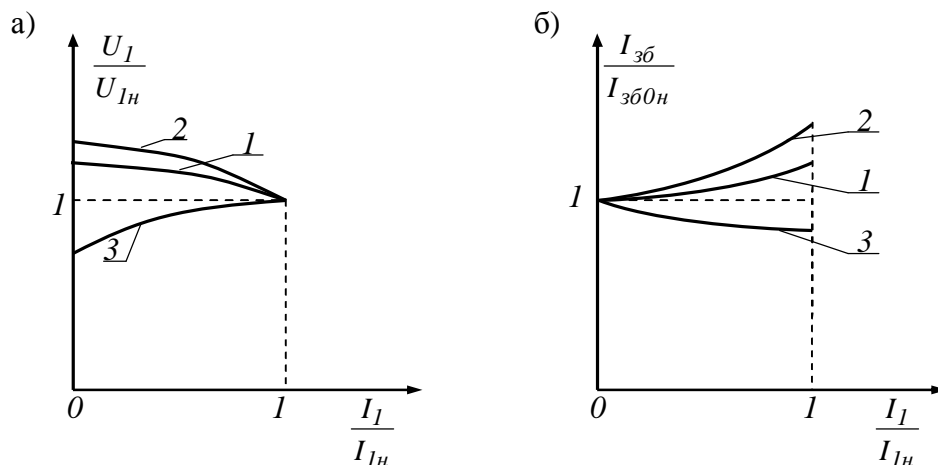


Рис. 9.12. Зовнішні (а) і регульовальні (б) характеристики синхронного генератора

При знятті зовнішньої характеристики генератор навантажують до номінального струму ($I_1 = I_{1н}$) при номінальній напрузі ($U_1 = U_{1н}$) на виводах якір-

ної обмотки. Потім поступово розвантажують генератор. При активному навантаженні (крива 1) зменшення навантажувального струму супроводжується зростанням напруги, що пояснюється зменшенням спадання напруги в статорній обмотці й ослабленням потоку поперечної реакції якоря в насиченій машині. При активно-індуктивному навантаженні (крива 2) збільшення напруги при зменшенні навантаження буде більш інтенсивним, тому що зі зменшенням струму I_1 послаблюється дія розмагнічуючої складової реакції якоря. Однак у випадку активно-ємнісного навантаження генератора (крива 3) зменшення струму I_1 супроводжується зменшенням напруги U_1 , що пояснюється ослабленням підмагнічуючої дії реакції якоря.

Зміна напруги синхронного генератора, що працює окремо від інших, при скиданні навантаження від номінального значення до нуля і при збереженні струму збудження і частоті обертання незмінними називається номінальною зміною (підвищенням) напруги

$$DU_n = \frac{E_0 - U_{1n}}{U_{1n}} \cdot 100\% \quad (9.9)$$

При ємнісному навантаженні генератора величина DU_n є від'ємною. Відповідно до існуючими нормами підвищення напруги, при скиданні навантаження, не повинне перевищувати 50%.

Регульовальна характеристика синхронного генератора показує, як варто змінювати струм збудження генератора при змінах навантаження, щоб напруга на затискачах генератора залишалася незмінною і дорівнювала номінальній:

$$I_{зб} = f(I_1) \text{ при } U_1 = U_{1n} = const \text{ та } n_1 = n_n = const.$$

На рис. 9.12, б представлені регульовальні характеристики синхронного генератора. При активному навантаженні збільшення струму навантаження, супроводжується зменшенням напруги U_1 . Тому для підтримки незмінною напруги у міру збільшення струму навантаження I_1 варто підвищувати струм збудження (крива 1). Активно-індуктивний характер навантаження викликає більш різке зниження напруги U_1 , (див. рис. 9.12, а, крива 2), тому струм збудження, необхідний для підтримки $U_1 = U_{1n}$, варто підвищувати в більшому ступені (крива 2) При активно-ємнісному ж характері навантаження збільшення навантаження супроводжується ростом напруги U_1 , тому для підтримки $U_1 = U_{1n}$ струм збудження варто зменшувати (крива 3).

Регульовальні характеристики дають можливість установити межі зміни струму збудження синхронного генератора і вибрати апарати для регулювання напруги.

Регулювати струм збудження при зміні навантаження генератора можна вручну, впливаючи на регулюючий реостат $R_{рег}$, або домогтися його автомати-

чної зміни, що особливо зручно в синхронних генераторах із самозбудженням (рис. 9.13). Тут при холостому ході генератора вторинні обмотки вольтододакового трансформатора Tr_v відіграють роль дроселів, що знижують напругу на затискачах погоджувачого трансформатора Tr_n , через який живиться напівпровідникові діоди D . При збільшенні навантаження генератора в цих обмотках наводяться ЕРС, у результаті чого напруга на діодах зростає і збільшується струм збудження генератора, що приводить до відносної стабілізації напруги на його затискачах.

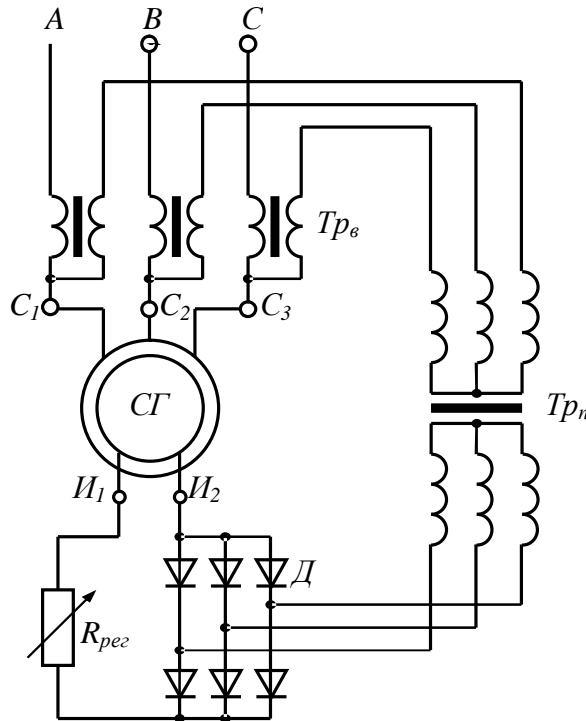


Рис. 9.13. Схема трифазного синхронного генератора із самозбудженням.

9.3.4. Електромагнітна потужність і електромагнітний момент синхронного генератора.

Електромагнітна потужність трифазного синхронного генератора P_{em} – потужність, передана електромагнітним шляхом обмотці якоря ротором, що обертається, і відрізняється від потужності P_2 зовнішнього кола, тільки на потужність $3R_a I_1^2$, що відповідає втратам електричної енергії в трифазній обмотці якоря, тобто

$$P_{em} = P_2 + 3R_a I_1^2 \quad (9.10)$$

де R_a – активний опір фази обмотки якоря; I_1 – струм фази обмотки якоря.

Оскільки втрати електричної енергії в обмотці якоря незначні, можна вважати, що потужності P_{em} і P_2 практично однакові. Це дозволяє електромагнітну потужність знайти так:

$$P_{em} \approx P_2 \approx P_2 3U_1 I_1 \cos j, \quad (9.11)$$

де U_1 – фазна напруга генератора; $\cos j$ – коефіцієнт потужності приєднаних приймачів.

Зі спрощеної векторної діаграми синхронного генератора (рис. 9.14) випливає, що

$$U_1 \cos j = E_0 \sin a = E_0 \frac{U_1 \sin Q}{X_C I_1}.$$

Тоді електромагнітна потужність визначиться по формулі

$$P_{em} = \frac{3E_0}{X_C} U_1 \sin q, \quad (9.12)$$

де q – кут між віссю полюсів ротора і віссю результуючого магнітного потоку машини (кут навантаження).

З останнього рівняння видно, що електромагнітна потужність синхронної машини прямо пропорційна напрузі на затискачах обмотки статора і залежить від кута q .

Криву $P_{em} = f(q)$, отриману при струмі збудження $I_{зб} = const$ і незмінній частоті обертання ротора $n_1 = n_n = const$ ($W_1 = const$), називають *кутовою характеристикою синхронного генератора* (рис. 9.13).

При зміні навантаження синхронного генератора кут q змінюється звичайно від 0 до 30° , причому значення його $q_{ном} = 30^\circ$ відповідає номінальній потужності $P_{ном}$. Оскільки електромагнітна потужність P_{em} залежить від ЕРС холостого ходу E_0 обумовленого струмом збудження $I_{зб}$, то деяким перезбудженням машини можна збільшити максимальну електромагнітну потужність

$$P_m = \frac{3E_0}{X_C} U_1, \quad (9.13)$$

що підвищує статичну стійкість роботи машини, але викликає підвищене нагрівання обмотки ротора. Виходячи з викладеного, рівняння електромагнітної потужності можна представити так:

$$P_{em} = P_m \sin q,$$

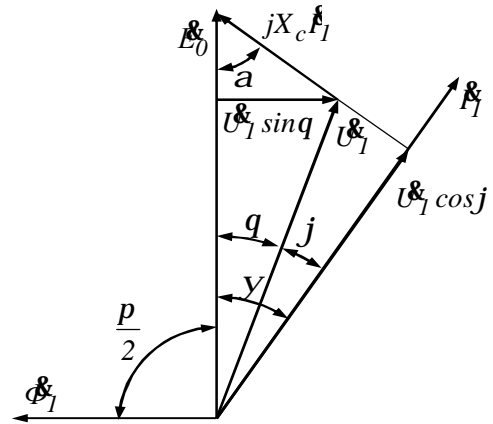


Рис. 9.14. Спрощена векторна діаграма фази трифазного синхронного генератора.

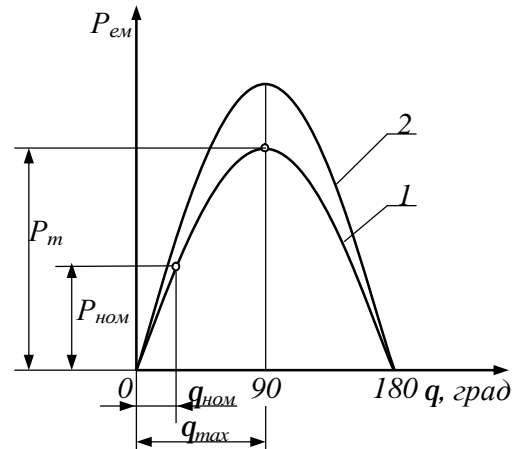


Рис. 9.15. Куткові характеристики трифазного синхронного генератора при: 1 – номінальному збудженні; 2 – перезбудженні

а вираження електромагнітного моменту записати в такому виді:

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{W_1} = \frac{pP_{em}}{2pf_1} = \frac{3pE_0}{2pf_1X_C} U_1 \sin q = M_m \sin q, \quad (9.14)$$

де W_1 – частота обертання ротора; p – число пар полюсів машини; M_m – максимальний електромагнітний момент.

Максимальний електромагнітний момент трифазної синхронної машини

$$M_m = \frac{3pE_0}{2pf_1X_C} U_1. \quad (9.15)$$

9.3.5. Втрати і коефіцієнт корисної дії синхронних генераторів

Перетворення енергії в синхронному генераторі зв'язано з втратами енергії, що класифікуються в такий спосіб.

1. Механічні втрати p_{mex} – складаються з втрат на: тертя в підшипниках; тертя об повітря або інший газ, що охолоджує машину, наприклад водень; тертя щіток об контактні кільця

2. Магнітні втрати в сердечнику статора p_c складаються з втрат на перемагнічування (на гістерезис) і на вихрові струми.

3. Електричні втрати, обумовлені нагріванням якірної (статорної) обмотки

$$P_e = m_1 I_1^2 R_{a75},$$

де R_{a75} – активний опір фази якірної (статорної) обмотки при робочій температурі 75°C ; m_1 – число фаз; I_1 – фазний струм обмотки якоря.

4. Втрати на збудження $p_{зб}$, до яких, крім втрат в обмотці збудження $U_{зб} I_{зб}$ відносяться втрати в самому збуднику, якщо він працює від загального із синхронною машиною первинного двигуна.

5. Додаткові втрати $p_{доод}$, що складаються з втрат у поверхневому шарі ротора, викликаних пульсаціями поля внаслідок зубчатості внутрішньої поверхні статора, а також із втрат, викликаних полями розсіювання статора.

Механічні втрати, магнітні втрати в сталі статора і втрати на збудження складають втрати холостого ходу

$$P_0 = p_{mex} + p_c + p_{зб}.$$

Величина цих втрат не залежить від навантаження машини.

Сума всіх втрат

$$\sum p = p_{mex} + p_c + p_{зб} + p_e + p_{доод}. \quad (9.16)$$

Ефективність роботи синхронного генератора характеризується коефіціє-

нтом корисної дії

$$h = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum p}{P_1}, \quad (9.17)$$

де P_1 – потужність, що підводиться до вала синхронного генератора; P_2 – корисна потужність, що віддається генератором навантаженню (в електричну мережу).

Ця формула може бути перетворена у вид, зручний для підрахунку ККД синхронного генератора

$$h = 1 - \frac{\sum p}{P_2 + \sum p}. \quad (9.18)$$

Корисна потужність генератора

$$P_2 = m_1 I_1 U_1 \cos j_1. \quad (9.19)$$

Приведена формула ККД синхронного генератора показує що величина ККД залежить не тільки від величини навантаження машини, але і від значення коефіцієнта потужності приймачів, що приєднуються до генератора (рис. 9.16).

Максимальне значення ККД відповідає навантаженню, близькому до номінального, і складає для машин середньої потужності 0,89...0,92, а для генераторів великої потужності доходить до 0,96...0,99. Незважаючи на високий ККД у великих машинах приходиться через велику кількість виділюваного тепла застосовувати охолодження обмоток воднем, дистильованою водою чи трансформаторним маслом, що дозволяє створювати більш компактні й ефективні трифазні машини.

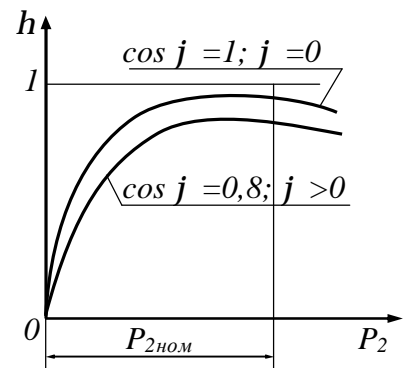


Рис. 9.16. Залежність ККД трифазного синхронного генератора від навантаження та коефіцієнта потужності приймачів

§ 9.4. Паралельна робота синхронної машини з мережею

9.4.1. Особливості роботи генератора на мережу великої потужності.

Звичайно на електростанціях встановлюється кілька синхронних генераторів для паралельної роботи на загальну електричну мережу. Це підвищує надійність енергопостачання споживачів і дозволяє краще організувати обслуговування агрегатів. Електричні станції у свою чергу об'єднуються для паралельної роботи в потужні енергосистеми, що дозволяють щонайкраще вирішити задачу виробництва і розподілу електричної енергії. Таким чином, для синхронної машини, встановленої на електричній станції, типовим є режим роботи на мережу великої потужності, у порівнянні з якою потужність розглянутого гене-

ратора є малою. У цьому випадку з великим ступенем точності можна прийняти, що генератор працює паралельно з мережею нескінченно великої потужності, тобто що напруга мережі U_m і її частота f_m є постійними і не залежать від навантаження даного генератора. Розглянемо умови ввімкнення генератора на паралельну роботу з мережею і способи регулювання навантаження.

9.4.2. Ввімкнення генератора на паралельну роботу з мережею.

При ввімкненні синхронної машини на паралельну роботу необхідно забезпечити можливо менший кидок струму в момент приєднання генератора до мережі. У протилежному випадку можливе спрацьовування захисту, поломка генератора чи первинного двигуна.

Струм у момент підключення генератора до мережі буде дорівнює нулю, якщо вдасться забезпечити рівність миттєвих значень напруг мережі u_m і генератора $u_2 = u_1$ або

$$U_{mm} \sin(\omega_m t + a_m) = U_{Im} \sin(\omega_1 t + a_1). \quad (9.20)$$

Умова (9.20) зводиться до наступних трьох умов:

- рівність по величині напруг мережі і генератора $U_{mm} = U_{Im}$ або $U_m = U_1$;
- рівність їхніх частот $\omega_m = \omega_1$ або $f_m = f_1$;
- рівність їхніх початкових фаз $a_m = a_1$, тобто збіг по фазі векторів $\vec{U}_m = \vec{U}_1$.

Крім того, для трифазних генераторів необхідно погодити порядок чергування фаз.

Сукупність операцій, необхідних для підключення генератора до мережі, називається *синхронізацією*.

Паралельне ввімкнення трифазного синхронного генератора з трифазною чотирьохпровідною мережею, до якої приєднані один чи кілька працюючих трифазних синхронних генераторів виконують методом точної синхронізації або способом самосинхронізації.

При точній синхронізації (рис. 9.17) послідовність операцій по синхронізації наступна:

- спочатку ротор генератора розганяють первинним двигуном до номіналь-

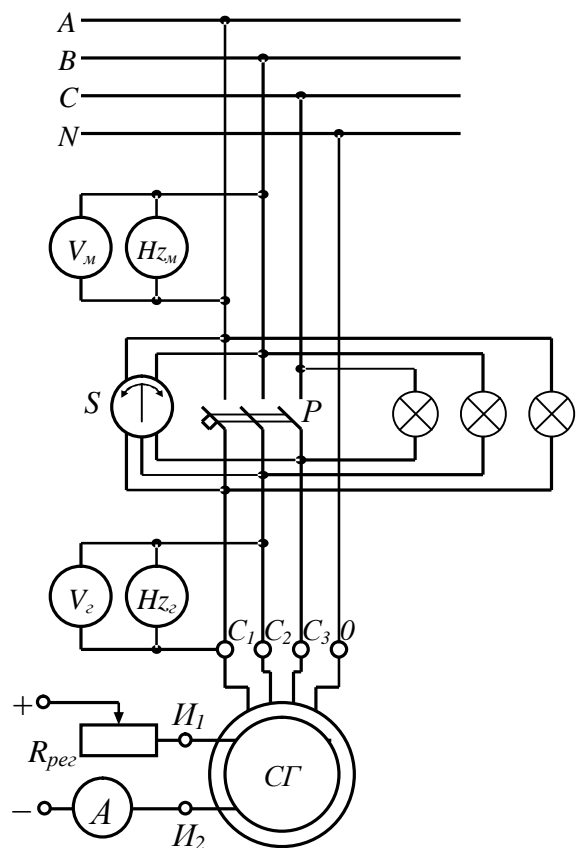


Рис. 9.17. Схема ввімкнення трифазного синхронного генератора на паралельну роботу з мережею методом точної синхронізації.

ної синхронної частоти обертання ($n = n_1 = \frac{60 f_1}{p}$) в напрямку, що забезпечує необхідну послідовність фаз ЕРС обмоток, при цьому забезпечується рівність частот $f_m = f_1$;

– потім регулюємо струм у колі обмотки збудження ротора, домагаючись рівності напруг мережі і генератора ($U_m = U_1$).

по закінченні процесу синхронізації збіг по фазі напруг мережі і генератора ($a_m = a_1$) контролюється спеціальними приладами – ламповими чи стрілочними синхроскопами.

Лампові синхроскопи застосовують для синхронізації генераторів малої потужності; звичайно їх використовують у лабораторній практиці. Цей прилад являє собою три лампочки, ввімкнені між фазами генератора і мережі. При ввімкненні їх за схемою, що зображена на рис. 9.17, на кожную лампу діє напруга $\Delta u = u_m - u_1$ яка при $f_m \neq f_1$ змінюється з частотою $Df = f_m - f_1$, яка називається частотою биття (рис. 9.18). При цьому лампи будуть мигати.

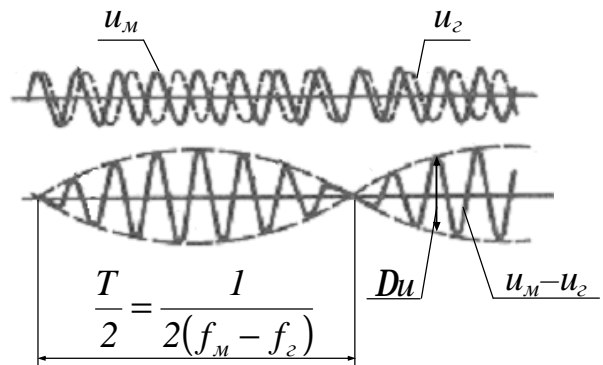


Рис. 9.18. Криві змін напруг мережі (u_m) і генератора (u_1) і зміни напруги на лампах ($U_m - U_1$) синхроскопа при $f_m \neq f_1$.

При $f_m \approx f_1$ різниця Δu буде змінюватися повільно, внаслідок чого лампи будуть поступово загортятися і погасати. Звичайно практично неможливо забезпечити строгу рівність частот $f_m \approx f_1$, тому генератор підключають до мережі в момент, коли різниця напруг Δu на короткий час стає близької нулю, тобто в середині періоду загасання ламп. Для більш точного визначення цього моменту часто застосовують нульовий вольтметр, що має розтягнуту шкалу в області нуля. Після ввімкнення генератора в мережу подальша синхронізація частоти його обертання, тобто підтримка умов $n = n_1$ як буде показано далі, відбувається автоматично.

Генератори великої потужності синхронізують за допомогою стрілочних синхроскопів, що працюють на принципі обертового магнітного поля. Стрілка синхроскопа при дотриманні умов синхронізації встановлюється на червоній рисі. При $f_m \neq f_1$ стрілка обертається з частотою, пропорційної різниці частот $f_m - f_1$ в одну чи іншу сторону в залежності від того, яка з цих частот більше. Якщо частоти f_m і f_1 однакові, а початкові фази u_m і u_1 не збігаються ($a_m \neq a_1$), стрілка синхроскопа відхиляється від червоної риси на деякий кут і залишається нерухомою.

В обох випадках зміною режиму первинного двигуна домагаються повільного підходу стрілки до червоної риси і включають триполюсний автоматичний вимикач P , у результаті чого трифазний синхронний генератор виявляється ввімкненим на паралельну роботу з мережею. На електричних станціях викори-

стовують автоматичні прилади для синхронізації генераторів без участі обслуговуючого персоналу.

При самосинхронізації ротор незбудженого синхронного генератора розганяють первинним двигуном до частоти обертання, що відрізняється від синхронної не більше ніж на $\pm 5\%$. Потім обмотку статора приєднують до мережі працюючих генераторів, після чого в ланцюг обмотки збудження ротора подається постійний струм і цим забезпечують втягування ротора в синхронне обертання. Якщо синхронний генератор включають на паралельну роботу вперше, необхідно попередньо перевірити дотримання послідовності фаз. При самосинхронізації виникають короткочасне підвищення струму ("поштовх" струму не повинен перебільшувати 3,5 номінального значення) і відповідні йому електромагнітні моменти і сили з одночасним зниженням напруги в мережі, що швидко відновлюється до номінального значення.

При будь-якому способі синхронізації не дотримання умов (9.20) викликає аварійний режим, зв'язаний з виникненням великих струмів, не припустимих до якірних обмоток генератора і приєданого електроустаткування, а також до появи різких електромагнітних моментів і сил, небезпечних не тільки для синхронного генератора, але і для його первинного двигуна.

9.4.3. Регулювання активної потужності

Після ввімкнення генератора в мережу його напруга стає рівною напрузі мережі. Стосовно зовнішнього навантаження напруга U_M і U_1 збігаються по фазі, а по контурі генератор – мережа знаходяться в протифазі, тобто $U_1 = -U_M$ (рис. 9.19, а). Так як перед ввімкненням у мережу генератор працював в режимі холостого ходу, то при виконанні зазначених раніше трьох умов, необхідних для синхронізації генератора, його струм I_1 після підключення до мережі також буде рівним нулю.

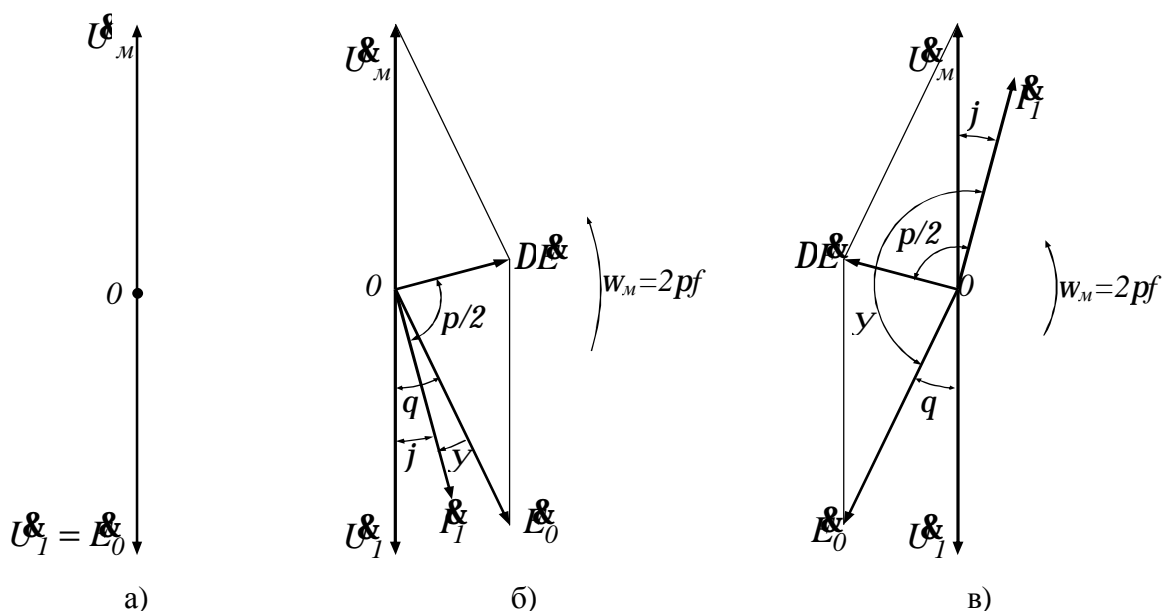


Рис. 9.19. Векторні діаграми фази навантаженої трифазної синхронної машини, що працює в режимі: а– ідеального холостого ходу; б – генератора; в – двигуна.

Розглянемо, якими способами можна регулювати струм I_1 при роботі генератора паралельно з мережею на прикладі явнополюсної машини.

Струм, що проходить по обмотці якоря можна визначити з рівняння (9.8.а):

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_0 - \underline{U}_1}{jX_c} = \frac{\Delta \underline{E}}{jX_c} \quad (9.21)$$

Так як $\underline{U}_1 = -\underline{U}_m = const$, отже

$$\underline{DE} = \underline{E}_0 - \underline{U}_1 = \underline{E}_0 + \underline{U}_m \quad (9.22)$$

Таким чином, величину струму I_1 можна змінювати тільки двома способами: змінюючи ЕРС E_0 по фазі чи по величині.

Якщо прикласти до валу генератора зовнішній момент $M_{зовн}$, більший моменту, необхідного для компенсації втрат потужності в сталі і механічних втрат, то ротор здобуває деяке прискорення, внаслідок чого вектор \underline{E}_0 зміщається щодо вектора \underline{U}_1 на деякий кут q убік обертання векторів (рис. 9.19, б). Виникаючий при цьому струм \underline{I}_1 , згідно (9.21) відстає на 90° від вектора \underline{DE} , але стосовно вектора \underline{U}_1 зсунуто на порівняно малий кут j . При цьому генератор віддає в мережу активну потужність $P_2 = m_1 U_1 I_1 \cos j_1$ і на вал його діє електромагнітний гальмуючий момент M , що врівноважує обертаючий момент первинного двигуна, внаслідок чого частота обертання ротора залишається незмінною. Якщо прикласти до валу ротора зовнішній гальмовий момент $M_{гальм}$, то вектор \underline{E}_0 буде відставати від напруги \underline{U}_1 на кут 90° (рис. 9.16, в). При цьому виникає струм \underline{I}_1 , що відстає на 90° від вектора \underline{DE} , але зсунутий на порівняно невеликий кут j щодо вектора напруги \underline{U}_m . Отже, у розглянутому режимі активна потужність забирається з мережі і машина працює двигуном, створюючи електромагнітний обертаючий момент M , що врівноважує зовнішній гальмовий момент; частота обертання ротора при цьому знову залишається незмінною. Таким чином, для збільшення навантаження генератора необхідно збільшувати прикладений до його валу зовнішній момент (тобто обертаючий момент первинного двигуна), а для зменшення навантаження – зменшувати цей момент. При зміні напрямку зовнішнього моменту (якщо вал ротора не обертати, а гальмувати) машина автоматично переходить з генераторного в двигунний режим.

9.4.4. Регулювання реактивної потужності

Якщо в синхронній машині, підключеної до мережі і працюючої в режимі холостого ходу (рис. 9.19, а) збільшити струм збудження $I_{зб}$, то зросте ЕРС \underline{E}_0 (рис. 9.20, б) і по обмотці якоря буде проходити струм \underline{I}_1 , величина якого,

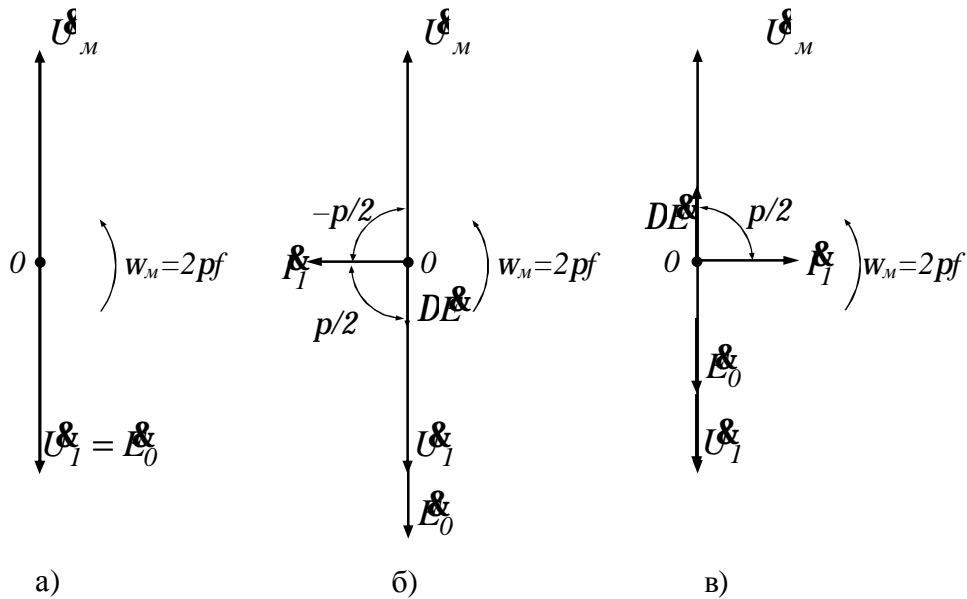


Рис. 9.20. Векторні діаграми фази трифазної синхронної машини, що працює в режимі холостого ходу при: а – нормальному збудженні; б – перезбудженні; в – недозбудженні

згідно (9.21), визначається тільки індуктивним опором X_c машини. Отже, струм I_1 буде реактивним: він відстає по фазі від E_0 на кут 90° або випереджає на той же кут напругу мережі U_M . При зменшенні струму збудження $I_{зб}$ струм I_1 змінить свій напрямок: він буде відставати на 90° від напруги U_M (рис. 9.20, в) і випереджати на 90° ЕРС E_0 . Таким чином, при зміні струму збудження змінюється лише реактивна складова струму I_1 , тобто реактивна потужність машини. Активна складова струму I_1 у розглянутих випадках дорівнює нулю. Отже, активна потужність $P_{ел} = 0$, і машина працює в режимі холостого ходу. Режим збудження синхронної машини, при якому реактивна складова струму I_1 дорівнює нулю, називається *нормальним (повним) збудженням*. Якщо струм збудження $I_{зб} < I_{зб.норм}$, то струм I_1 містить відстаючу реактивну складову; якщо $I_{зб} > I_{зб.норм}$, то струм I_1 містить випереджальну реактивну складову. Виникнення реактивної складової струму I_1 фізично пояснюється тим, що при роботі синхронної машини на мережу нескінченно великої потужності її результуючий магнітний потік $\Phi_{рез} = \Phi_0 + \Phi_a + \Phi_s$ не залежить від струму збудження і при всіх умовах залишається незмінним.

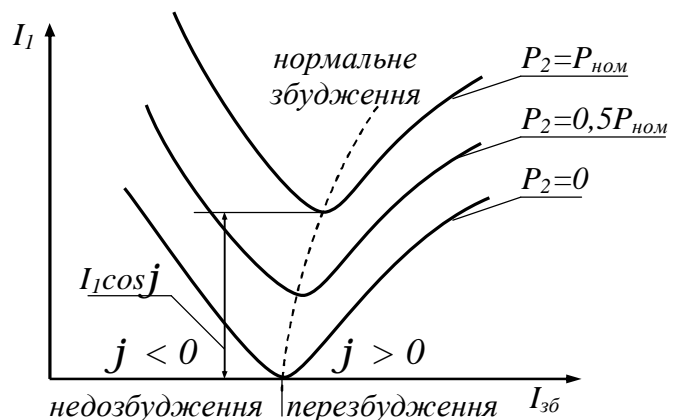


Рис. 9.21. U-образні характеристики синхронного генератора.

Тому якщо струм збудження $I_{зб}$ (тобто потік Φ_0) стає більше $I_{зб.норм}$, то виникає відстаюча складова струму I_1 , що створює розмагнічуючий потік ре-

кції якоря, а при $I_{зб} < I_{зб.норм}$ – випереджальна складова струму I_1 , створює підмагнічуючий потік реакції якоря. В усіх випадках результуючий потік машини автоматично підтримується незмінним.

Залежності струму якоря I_1 від струму збудження $I_{зб}$ при різних навантаженнях машини називаються *U – образними характеристиками* (рис. 9.21).

Як видно, при режимі нормального (повного) збудження струм якоря I_1 мінімальний і активний; недозбудження або перезбудження приводить до збільшення струму якоря I_1 за рахунок появи реактивних складових. При зміні навантаження генератора змінюється тільки величина активної складової струму якоря $I_1 \cos j$, характер кривих $I_1 = f(I_{зб})$ залишається незмінним.

Таким чином, за рахунок регулювання струму збудження можна при будь-якій навантаженні синхронної машини змінювати її $\cos j$ і домагатися того, щоб вона при різних навантаженнях працювала з $\cos j = 1$. Це є одним з її великих переваг у порівнянні з асинхронною машиною, що при всіх можливих режимах працює з $\cos j < 1$ при відстаючому струмі. При необхідності синхронна машина може працювати і при випереджальному струмі (при перезбудженні), тобто віддавати в мережу реактивну потужність, необхідну різним пристроям, що споживають реактивну потужність (наприклад, асинхронним двигунам). *Форми двозбудження синхронна машина, що працює на мережу великої потужності, є генератором реактивної потужності.*

§ 9.5. Трифазні синхронні двигуни

9.5.1. Принцип дії синхронного двигуна

Синхронна машина, що працює паралельно з мережею, як було показано в 9.4.3., автоматично переходить у двигунний режим, якщо до валу ротора прикласти гальмовий момент. Таким чином, трифазні синхронні машини мають властивість оборотності, тобто можуть навіть без зміни їхньої конструкції працювати не тільки генераторами електричної енергії, але і двигунами, перетворюючи електричну енергію в механічну. При цьому обмотка статора (якоря) підключається до трифазної мережі і забезпечує збудження магнітного поля, що обертається із синхронною частотою $n_1 = \frac{60 f_1}{p}$, а обмотка ротора підключається

до джерела постійного струму (випрямляча або збудника), що приводить до збудження магнітного поля ротора. Силкові лінії магнітного поля ротора і статора замикаються між сусідніми північними і південними полюсами через повітряні зазори і магнітопроводи статора і ротора.

Для пояснення принципу дії синхронного двигуна розглянемо синхронну машину, ввімкнену паралельно з мережею великої потужності і працюючу в режимі генератора.

Припустимо, приводний двигун обертає ротор генератора проти годинни-

кової стрілки з кутовою частотою w_1 ($w_1 = \frac{pn_1}{30}$). При цьому навантаження генератора таке, що подовжня вісь полюсів ротора $d-d'$ зміщена відносно осі обертового поля $d\dot{c}d\dot{c}$ на кут q' у напрямку обертання ротора (рис.9.22, праворуч). Нагадаємо, що обертове магнітне поле синхронної машини визначається як результат взаємодії основного магнітного поля, створюваного обмоткою збудження, і магнітного поля якоря, створюваного трифазною обмоткою статора при протіканні по ній струму навантаження. Обертаючий момент приводного двигуна генератора M'_1 врівноважується сумою електромагнітного моменту, обумовленого навантаженням генератора M' і моменту холостого ходу M_0 обумовленого втратами холостого ходу (p_0). На кутовій характеристиці цьому режиму генератора відповідає точка Γ .

Якщо зменшити обертаючий момент M'_1 , то навантаження генератора почне також зменшуватися; при цьому зменшується кут q' , а, отже, і струм статора I_1 . У підсумку знизиться величина електромагнітного моменту M' і при обертаючому моменті $M'_1 = M_0$ кут $q = 0$, тобто генератор буде працювати в режимі холостого ходу ($I_1 = 0$) і ЕРС генератора E_0 виявиться в протифазі з напругою мережі U_m . Цьому режиму на кутовій характеристиці відповідає точка перетинання осей координат (точка 0 на рис. 9.22). Якщо ж вал синхронної машини від'єднати від приводного двигуна і створити на цьому валу гальмовий момент, тобто момент навантаження M_2 , спрямований зустрічно обертанню ротора, то відбудеться зсув вектора ЕРС E_0 на кут q'' щодо його положення в

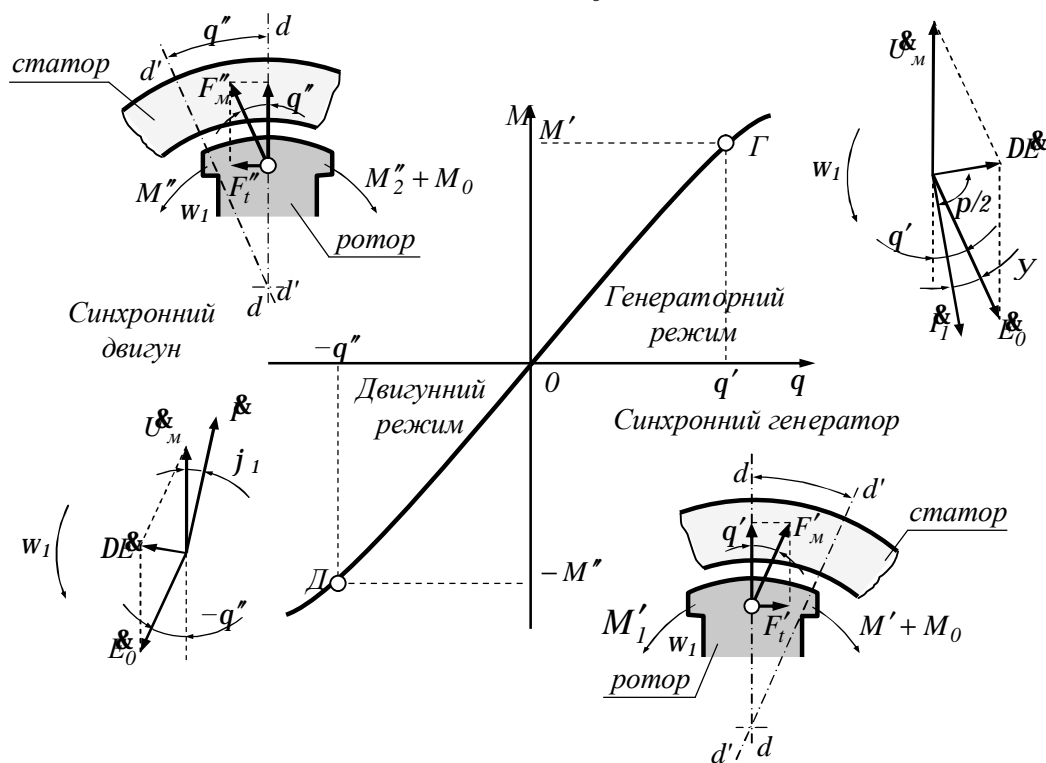


Рис.9.22. Перехід синхронної машини з генераторного режиму в руховий.

режимі холостого ходу у бік відставання (рис. 9.22, ліворуч). При цьому в колі

обмотки статора з'явиться результуюча ЕРС $DE = E_0 + U_m$, що створить в обмотці статора струм I_1 , що відстає по фазі від ЕРС DE на кут 90° (див. п. 9.4.3). Як видно, цей струм відстає по фазі від напруги мережі U_m на кут j_1 (у генераторному режимі струм I_1 відстає по фазі від ЕРС E_0 на кут γ , а від напруги U_m на кут $180^\circ > j_1 > 90^\circ$).

Струм I_1 створює магнітне поле, що обертається синхронно з ротором, вісь якого $d-d'$ зміщена відносно подовжньої осі $d-d$ на кут $-q''$. Припустимо, робота двигуна відбувається в режимі точки D на кутовій характеристиці (рис. 7.20, ліворуч), що відповідає куту $-q''$. Виникаючі при цьому тангенціальні складові сил магнітної взаємодії полюсів $F_t'' = F_m'' \cdot \sin q''$ створять на роторі двигуна електромагнітний момент M'' , спрямований згідно з обертовим магнітним полем, внаслідок чого ротор приводиться в обертання із синхронною n_1 частотою. При цьому синхронна машина буде споживати з мережі електричну енергію ($P_1 = 3U_c I_1 \cos j_1$) і перетворювати її в механічну енергію обертання. При цьому обертаючий електромагнітний момент M'' переборює момент холостого ходу M_0 і створює на валу двигуна корисний момент M_2'' , під дією якого приводиться в обертання виконавчий механізм.

Усі значення моменту на кутовій характеристиці синхронного двигуна відкладаються в негативному напрямку осі координат (M), тому що при переході синхронної машини з генераторного режиму в руховий електромагнітний момент змінює свій напрямок. При цьому потужність синхронного двигуна надходить з мережі в машину, а не з машини в мережу, як це відбувається в генераторному режимі. Оперувати з негативними значеннями потужностей і моментів незручно, тому при розгляді синхронних двигунів умовно будемо приймати моменти і потужності позитивними, пам'ятаючи при цьому викладене раніше про напрямок цих параметрів.

Електромагнітна потужність синхронного двигуна визначається виразом (9.12), а електромагнітний момент – (9.14).

Кутова характеристика електромагнітного моменту синхронного двигуна $M = f(q)$ представлена на рис. 9.23; вона відрізняється від кутових характеристик синхронного генератора (див. рис. 9.15) лише тим, що розташовуються в третьому квадранті осей координат, тобто визначаються негативними значеннями кутів q і моментів M при $q = 0^\circ \div (-90^\circ)$. Перевантажувальна здатність синхронного двигуна оцінюється відношенням

$I = \frac{M_{\max}}{M_{\text{ном}}} = \frac{1}{\sin q_{\text{ном}}}$, що при куті $q_{\text{ном}} = (15 \div 30)^\circ$ складає відповідно $4 \div 2$.

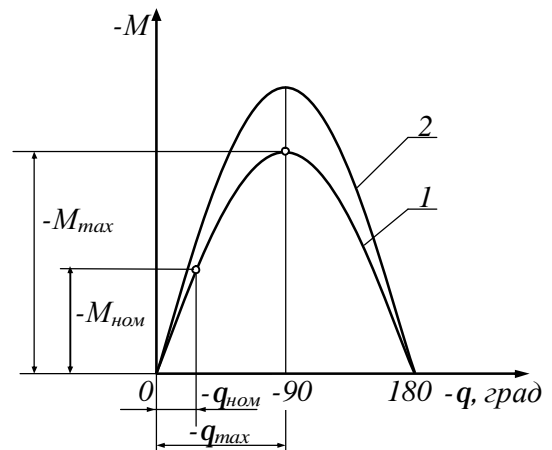


Рис.9.23. Кутова характеристика синхронного двигуна при: 1 – нормальному збудженні; 2 – перезбудженні.

Таким чином, у загальному виді кутова характеристика синхронної машини являє собою дві напівхвилі електромагнітного моменту M : позитивну, яка відповідає генераторному режиму роботи (див. рис. 9.15), і негативну, яка відповідає руховому режиму роботи (рис. 9.23). Перехід синхронної машини з одного режиму роботи в інший відбувається при $q = 0$.

Як уже відзначалося, ротор синхронного двигуна може обертатися тільки із синхронною частотою $n_1 = \frac{60f_1}{p}$, що є характерною рисою цих двигунів і часто визначає область їхнього застосування (наприклад, для приводу пристроїв, що вимагають стабільної частоти обертання).

При змінах навантаження на валу синхронного двигуна змінюється кут q . При цьому ротор, внаслідок інерції обертових мас електроприводу, не відразу займає положення, що відповідають новому навантаженню, а якийсь час здійснює *коливальні рухи*. Таким чином, у синхронному двигуні, так само як і в генераторі, мають місце коливання (хитання) ротора.

По своїй конструкції синхронні двигуни в принципі не відрізняються від синхронних генераторів, але все-таки мають деякі особливості. Їх виготовляють переважно явнополюсними з $2p = 6 \div 24$ полюсів; повітряний зазор роблять меншим, чим у генераторах такої ж потужності, що сприяє поліпшенню ряду параметрів двигуна, зокрема зменшенню пускового струму; демпферну (заспокійливу) обмотку виконують стрижнями більшого перетину, тому що при пуску двигуна вона є пусковою обмоткою (див. п. 9.5.4); ширина полюсного наконечника досягає $0,9t$ замість $0,7t$ у генераторах. Тому, незважаючи на властивість оборотності, синхронні машини, що випускаються промисловістю, мають звичайно цільове призначення – або це синхронні генератори, або синхронні двигуни.

9.5.2. U-образні характеристики синхронного двигуна

У процесі роботи синхронного двигуна в його обмотці якоря (статора) наводяться ЕРС, сума яких $\sum \mathcal{E}$ [див. п.9.3.3.] приблизно дорівнює підведеному до обмотки статора напрузі мережі U_m . Ця сума ЕРС визначається результируючим магнітним полем, що викликається дією двох магніторушійних сил: збудження $F_{3\phi} \equiv I_{3\phi}$ і статора $F_1 \equiv I_1$.

При незмінній напрузі мережі $U_m \approx -\sum \mathcal{E} = const$ результируюче магнітне поле незмінне. Тому при зміні МРС збудження $F_{3\phi}$ (зміні струму збудження $I_{3\phi}$) МРС статора F_1 змінюється таким чином, щоб їхня спільна дія залишалася незмінною, тобто щоб залишалася незмінним результируюче магнітне поле синхронного двигуна. Ця зміна МРС F_1 може відбуватися тільки за рахунок зміни величини і фази струму статора.

У режимі ідеального холостого ходу при незначному струмі збудження ($I_{3\phi} \approx 0$) магнітне поле двигуна створюється тільки струмом статора I_{10} . Векторна діаграма синхронного двигуна в режимі холостого ходу при відсутності

струму збудження (якщо зневажити активною складовою струму I_{10a} , що покриває втрати в сталі) представлена на рис. 9.24, а. Як бачимо, у цьому випадку двигун споживає з мережі значний індуктивний струм. При збільшенні струму збудження $I_{зб}$ зростає МРС ротора, при цьому МРС статора зменшується, що приводить до зменшення індуктивної (стосовно напруги мережі \underline{U}_m) складової струму статора \underline{I}_{10} (рис.9.24, б). При цьому повний струм статора $\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \underline{I}_{зб}$ зменшується, а коефіцієнт потужності двигуна $\cos j_1$ збільшується.

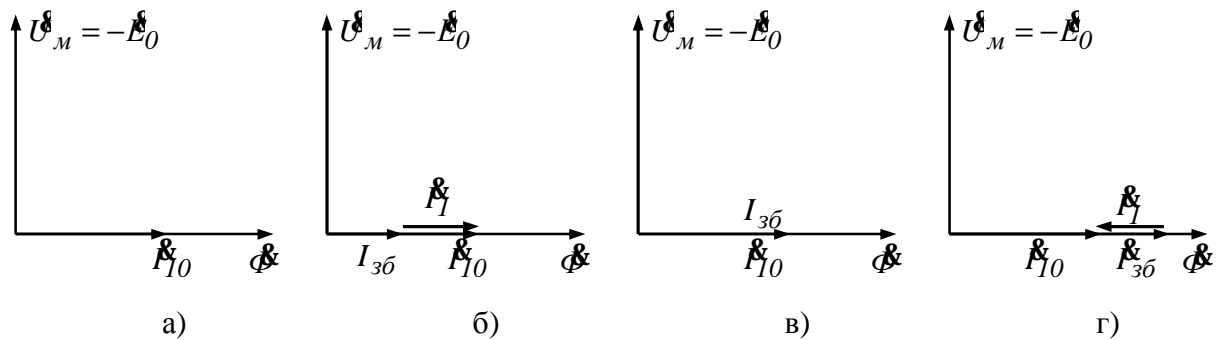


Рис.9.24. Векторні діаграми синхронного двигуна в режимі ідеального холостого ходу при різних значеннях струму збудження:

а – $I_{зб} = 0$; б – $I_{зб} < I_{10}$; в – $I_{зб} = I_{10}$; г – $I_{зб} > I_{10}$.

При деяким значенні струму збудження $I_{зб}$, коли $I_{зб} = I_{10}$ струм статора $I_1 \approx 0$ (рис. 9.24, в); при цьому реальний двигун при холостому ході споживає з мережі тільки незначний активний струм, що йде на покриття втрат холостого ходу, а коефіцієнт потужності $\cos j_1 = 1$. Такий струм збудження називають нормальним струмом збудження $I_{зб.норм}$.

При збільшенні струму $I_{зб} > I_{зб.норм}$, тобто при перезбудженні двигуна, струм $I_{зб}$ прагне створити магнітне поле більше магнітного потоку синхронного двигуна. Для збереження сталості магнітного потоку струм статора стає таким, що розмагнічує, тобто змінює напрямок (I_1 на рис. 9.24, г), випереджаючи напругу мережі \underline{U}_m на 90° , тобто стає ємнісним.

Аналогічні процеси відбуваються при роботі синхронного двигуна під навантаженням (рис. 9.25). Обертове магнітне поле двигуна створюється результуючої МРС $\underline{I}_{рез}$, що складається з МРС збудження $\underline{I}_{зб}$ і статора \underline{I}_1 . Векторні діаграми синхронного двигуна в режимі незмінного навантаження ($q = const$) при недозбудженні (а) і перезбудженні (б) приведені на рис. 9.26.

Приведені векторні діаграми можна пояснити таким чином. При незмінній напрузі U_m , магнітний потік F двигуна також не змінюється, а, отже, величина струму, який намагнічує, що практично дорівнює току холостого I_{10} ходу, також не змінюється. Струм збудження $I_{зб}$ відстає на кут q від струму I_{10} , що впливає з рис. , однак величина його залежить від режиму збудження: при недозбудженні $I_{зб} < I_{10}$, а при перезбудженні $I_{зб} > I_{10}$. Струм статора навантаже-

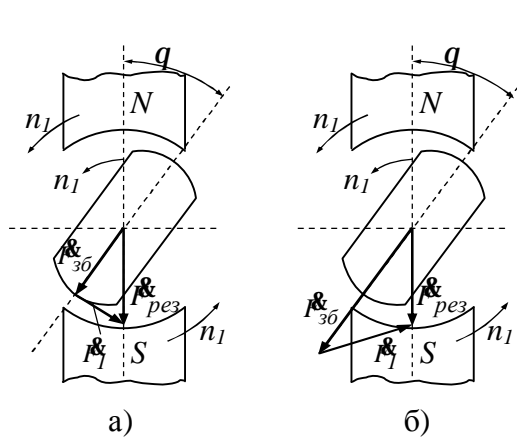


Рис. 9.25. МРС синхронного двигуна під навантаженням при незбудженому (а) і перезбудженому (б) роторах.

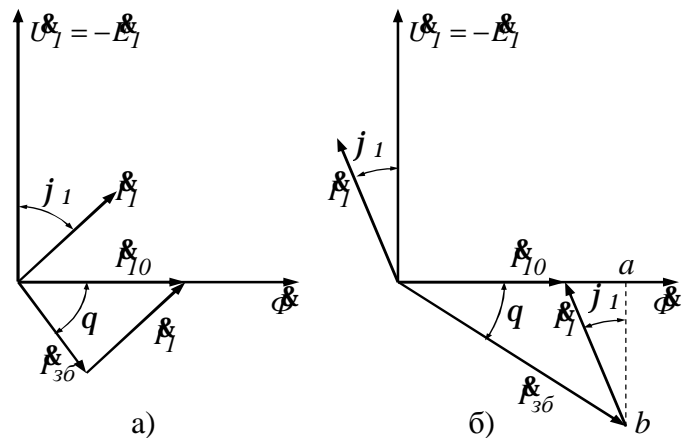


Рис. 9.26. Векторні діаграми синхронного двигуна під навантаженням при незбудженні (а) і перезбудженні (б).

ного двигуна $I_1 = I_{10} - I_{30}$ при незбудженні відстає від напруги U_m , а при перезбудженні випереджає напругу U_m .

Таким чином, при незбудженні ($I_{30} < I_{30,норм}$) синхронний двигун працює з відстаючим струмом, а при перезбудженні ($I_{30} > I_{30,норм}$) з випереджальним. Залежність струму статора від струму збудження для синхронного двигуна називають U-образними характеристиками (рис. 9.27). Струм збудження $I_{30,норм}$ відповідає роботі синхронного двигуна при коефіцієнті потужності $\cos j_1 = 1$; при цьому двигун споживає тільки активний струм. При зміні режиму збудження крім активної складової з мережі споживається також реактивна складова струму статора.

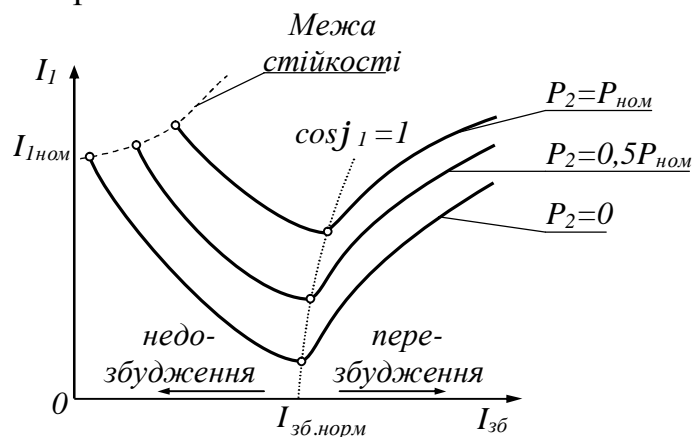


Рис. 9.27. U-образні характеристики синхронного двигуна

Таким чином, синхронний двигун є генератором реактивного струму: індуктивного стосовно напруги мережі при незбудженні і ємнісного при перезбудженні. Зазначена здатність синхронних двигунів є їхньою коштовною якістю, що використовують для підвищення коефіцієнта потужності електричних установок.

Асинхронні двигуни, що є найбільш розповсюдженими споживачами електроенергії, працюють з $\cos j_1 < 1$, створюючи в мережах значні індуктивні

струми. Якщо паралельно групі асинхронних двигунів ввімкнути один або кілька синхронних двигунів, що працюють з перезбудженням, то виникаюча в мережі ємнісна складова струму буде частково чи цілком компенсувати індуктивну складову струму, обумовлену роботою асинхронних двигунів. При цьому електрична система, розвантажена від реактивних струмів, буде працювати з $\cos j_1 \approx 1$, що сприяє зменшенню втрат електроенергії. Необхідно, однак, відзначити, що при перезбудженні синхронний двигун споживає значний струм статора. Тому синхронні двигуни, призначені для роботи з перезбудженням, мають трохи більші габарити, а їхній ККД менше, ніж у двигунів, призначених для роботи з $\cos j_1 = 1$, коли струм статора і втрати двигуна мають мінімальні значення. Варто мати на увазі, що синхронний двигун має межу стійкості при незначному струмі збудження (штрихова лінія на рис. 9.27).

Синхронні двигуни звичайно експлуатують при перезбудженні з метою компенсації реактивної потужності паралельно ввімкнених з ними асинхронних двигунів (рис. 9.28). При цьому синхронні двигуни, що працюють з 50 %-вим навантаженням на валу, використовують при коефіцієнті потужності $\cos j = 0,7$ К1, а при навантаженні 100 %-вому – при $\cos j = 0,9$ К1 і зміщенні фаз $j \leq 0$.

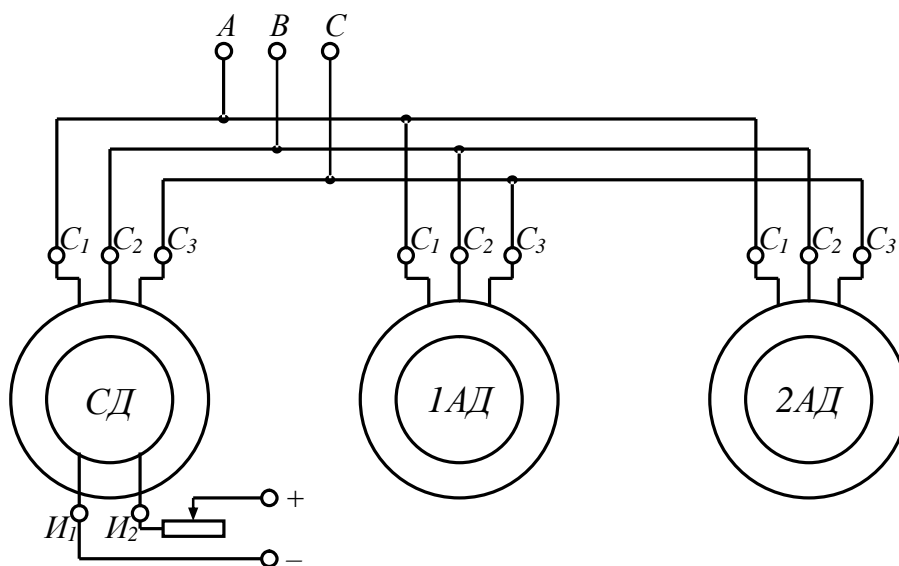


Рис. 9.28. Схема ввімкнення трифазного синхронного двигуна для компенсації реактивної потужності асинхронних двигунів

Орієнтовно повну потужність синхронної машини $S_{\text{синхр}}$, що віддає на вал корисну потужність P_2 при ККД h і реактивну потужність Q у трифазну мережу, можна визначити по формулі

$$S_{\text{синхр}} = \sqrt{\left(\frac{P_2}{h}\right)^2 + Q^2} . \quad (9.23)$$

9.5.3. Робочі характеристики синхронного двигуна

Робочі характеристики синхронного двигуна являють собою залежність частоти обертання ротора n , споживаної потужності P_1 , корисного моменту M_2 , коефіцієнта потужності $\cos j_1$ і струму в обмотці статора I_1 від корисної потужності двигуна P_2 за умови, що напруга живлення U_1 , частота f_1 і струм збудження $I_{зб}$ залишаються незмінними (рис. 9.29). Частота обертання ротора n завжди дорівнює синхронній частоті $n_1 = \frac{60f_1}{p}$, тому графік $n = f(P_2)$ має вид прямої, що паралельна осі асцис. Корисний момент на валу синхронного двигуна $M_2 = \frac{P_2}{\omega_1}$, тому графік $M_2 = f(P_2)$ має вид прямої, що виходить з початку координат. Потужність на вході двигуна $P_1 = P_2 + \sum p$. З ростом навантаження на валу двигуна збільшуються також і втрати $\sum p$, тому споживана потужність P_1 росте швидше корисної потужності P_2 і графік $P_1 = f(P_2)$ має трохи криволінійний вигляд.

Вигляд графіка $\cos j_1 = f(P_2)$ залежить від виду настроювання струму збудження: якщо в режимі х.х. струм збудження встановлений таким, що $\cos j_1 = 1$, то з ростом навантаження коефіцієнт потужності знижується, якщо ж установити $\cos j_1 = 1$ при номінальному навантаженні, то при недовантаженні двигун буде забирати з мережі реактивний випереджальний струм, а при перевантаженні – відстаючий. Звичайно встановлюють струм збудження таким, щоб $\cos j_1 = 1$ при середньому навантаженні (рис. 9.29). У цьому випадку коефіцієнт потужності у всьому діапазоні навантажень залишається досить високим. Якщо ж встановити струм в обмотці збудження синхронного двигуна таким, щоб $\cos j_1 = 1$ був при навантаженні, що трохи перевищує номінальне, то при номінальному навантаженні $\cos j_1 \approx 0,8$ і двигун буде споживати з мережі випереджальний стосовно напруги мережі струм, що приведе до підвищення коефіцієнта потужності цієї мережі. У цьому відношенні синхронні двигуни вигідно відрізняються від асинхронних, які працюють з відстаючим по фазі струмом (особливо при недовантаженні двигуна) і знижують енергетичні показники живлющої мережі.

Струм в обмотці статора двигуна $I_1 = P_1 / (m_1 U_1 \cos j_1)$. З цього виразу видно, що струм I_1 зі збільшенням навантаження на валу двигуна росте швидше, ніж споживана потужність P_1 , внаслідок зменшення $\cos j_1$.

Робочі характеристики синхронного двигуна на рис. 9.29 наведені для умов зміни

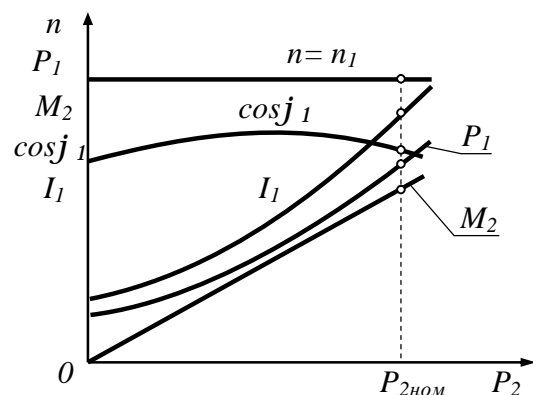


Рис.9.29. Робочі характеристики синхронного двигуна

навантаження від холостого ходу ($P_2 = 0$) до номінального ($P_2 = P_{2ном}$) і деякого перевантаження. Такий їх вид зберігається до кінця перевантажувальної здатності, яка згідно з 9.5.1. дорівнює $M_{max}/M_{ном} = 1/\sin\alpha \cong 2 \div 4$.

9.5.4. Пуск і реверсування синхронного двигуна

Синхронний двигун не розвиває початковий пусковий момент. Якщо його підключити до мережі змінного струму, коли ротор нерухомий, а по обмотці збудження проходить постійний струм, то за один період зміни струму ($T = 0,02$ с при $f_1 = 50$ Гц) електромагнітний момент буде двічі змінювати свій напрямок, тобто середній момент за період буде дорівнює нулю. При цих умовах двигун не зможе прийти в обертання, тому що його ротор, що володіє значною інерцією, не може протягом одного напівперіоду (0,01с) розігнатися до синхронної частоти. У результаті стійкий магнітний зв'язок між статором і ротором не виникає. Таким чином, пуск синхронного двигуна безпосереднім ввімкненням у мережу неможливий. Для пуску синхронного двигуна застосовують спеціальні засоби, сутність яких складається в попередньому приведенні ротора в обертання до синхронної чи близької до неї частоти, при якій між статором і ротором устанавлюється стійкий магнітний зв'язок.

Асинхронний пуск синхронного двигуна. В даний час практичне застосування має спосіб пуску, який називають асинхронним; при цьому способі синхронні двигуни пускаються в хід як асинхронні, для чого застосовують спеціальні короткозамкнені пускові обмотки, які виконані аналогічно обмоткам роторів асинхронних двигунів і укладені в полюсних наконечниках ротора (рис. 9.30, б). Схема ввімкнення двигуна при цьому способі пуску приведена на рис. 9.30, а.

Незбуджений синхронний двигун включають у мережу. Обертове магнітне поле статора, що виникає при цьому, наводить у стержнях пускової обмотки (клітки) ЕРС, що створюють струми I_2 . Взаємодія цих струмів з полем статора викликає появу на стержнях пускової клітки електромагнітних сил $F_{ем}$. Під дією цих сил ротор приводиться в обертання (рис. 9.30, б). Після розгону ротора до частоти обертання, близької до синхронної ($n \approx 0,95n_1$), обмотку збудження підключають до джерела постійного струму. Виникаючий при цьому синхронний момент [див. (9.14)] втягує ротор двигуна в синхронізм. Після цього пускова обмотка двигуна виконує функцію заспокоюючої (демпферної) обмотки, обмежуючи хитання ротора (див. § 9.2).

Чим менше навантаження на валу двигуна, тим легше його входження в синхронізм. Явнополюсні двигуни малої потужності, що пускаються без навантаження на валу, іноді входять у синхронізм лише за рахунок реактивного моменту, тобто навіть без ввімкнення обмотки збудження.

Зі збільшенням навантажувального моменту на валу входження двигуна в синхронізм ускладнюється. Найбільший навантажувальний момент, при якому ротор синхронного двигуна ще втягується в синхронізм, називають *моментом*

входу двигуна в синхронізм M_{ex} . Величина асинхронного моменту M_a при частоті обертання $n_2 \approx 0,95n_1$ залежить від активного опору пускової клітки, тобто від перетину стержнів і питомого електричного опору матеріалу, з якого вони виготовлені.

В процесі асинхронного пуску обмотку збудження залишати розімкнутою не можна, тому що магнітний потік статора, що перетинає її в початковий період пуску із синхронною частотою, індукуює у ній ЕРС. Внаслідок великого числа витків обмотки збудження ця ЕРС досягає 3000 – 4000 В і більш, що становить небезпеку як для цілості самої обмотки, так і для обслуговуючого персоналу. Для запобігання цього обмотку збудження на період розгону ротора замикають на активний опір r_1 , приблизно в десять разів більший опору обмотки збудження. Переключення затискачів I_1 та I_2 обмотки збудження з опору r_1 на клеми збудника здійснюється за допомогою перемикача П (рис. 9.30, а).

При асинхронному пуску синхронного двигуна виникає значний пусковий струм. Тому пуск синхронних двигунів безпосереднім ввімкненням у мережу на номінальну напругу застосовується при достатній потужності мережі, здатної витримати без помітного спадання напруги кидки пускового струму п'яти – чи навіть семиразового значення (у порівнянні з номінальним струмом). Якщо ж потужність мережі недостатня, то можна застосувати пуск двигуна при зниженій напрузі: автотрансформаторний або реакторний (див. § 8.5).

В окремих випадках використовують інші способи пуску синхронних двигунів, а саме:

Пуск у хід за допомогою допоміжного двигуна. Синхронний двигун і синхронний компенсатор, що є власне кажучи синхронним двигуном, що працює

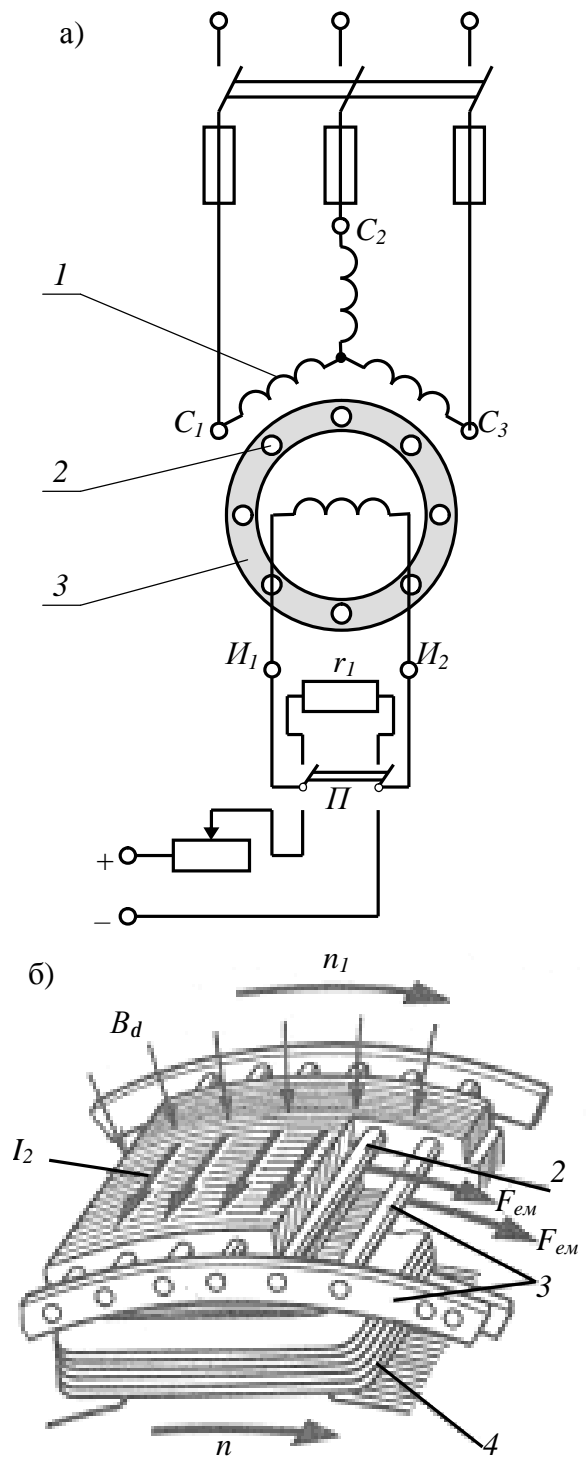


Рис.9.30. Асинхронний пуск синхронного двигуна: а – схема ввімкнення; б – виконання пускової обмотки. 1 – трифазна обмотка якоря (статора); 2,3 – пускова обмотка ротора, що включає стержні (2) і замикаючі кільця (3); 4 – обмотка збудження ротора.

вхолосту в перезбудженому режимі, можуть включатися в мережу за допомогою синхронізуючих пристроїв такими ж способами, як і синхронний генератор. Для цього машина повинна мати на одному валу спеціальний пусковий двигун, що міг би розігнати її до синхронної частоти, при якій можливо зробити синхронізацію машини з мережею. В якості допоміжного двигуна звичайно застосовується асинхронний двигун порівняно малої потужності на те ж число полюсів, що і синхронна машина. За допомогою цього двигуна синхронна машина приводиться в обертання майже із синхронною частотою, після чого здійснюється ввімкнення її на паралельну роботу з мережею методом самосинхронізації. Іноді для цієї мети застосовують асинхронний двигун, що має число полюсів на одну пару менше, ніж синхронна машина. Завдяки цьому двигун може розігнати синхронну машину до частоти навіть трохи вищою за синхронну частоту. Якщо після цього допоміжний двигун вимикається з мережі, то агрегат починає сповільнюватися, проходячи плавно через синхронну частоту, що дозволяє здійснити, в потрібний момент, ввімкнення синхронної машини в мережу.

Недоліком даного способу є неможливість пуску двигуна під навантаженням, тому що нераціонально мати пусковий двигун великої потужності, який робить установку дорожчою та складнішою.

Частотний пуск, при якому частота живильної напруги плавно змінюється від $f_1 \approx 0$ до $f_1 \approx f_n$. При цьому ротор обертається синхронно з магнітним полем статора, частота обертання якого плавно підвищується від $n_1 \approx 0$ до $n_1 = 60f_1/p$. Недоліками частотного пуску є великі масогабаритні і вартісні показники джерела живлення – перетворювача частоти, а також необхідність реалізації складних законів регулювання вихідної напруги і частоти в процесі розгону двигуна. Частотний пуск синхронних двигунів застосовується в приводах спеціальних установок.

Так як ротор синхронного двигуна обертається в той же бік, що і магнітне поле статора, то напрямок обертання ротора визначається порядком чергування фаз лінійних проводів, підведених до виводів обмотки статора, і порядком розташування фаз обмотки статора. Для зміни напрямку обертання (реверсування) трифазного синхронного двигуна необхідно переключити два лінійних проводи, підведених з мережі до виводів обмотки статора (якоря).

9.5.5. Переваги і недоліки синхронних двигунів

Синхронні двигуни мають наступні переваги:

- а) постійність частоти обертання незалежно від механічного навантаження на валу;
- б) менша, ніж в асинхронних двигунів, чутливість до коливань напруги, тому що їхній максимальний момент пропорційний напрузі в першому ступені, а не квадрату напруги, як в асинхронних;
- в) можливість роботи при $\cos \varphi = 1$. Це призводить до поліпшення $\cos \varphi$ мережі, а також до скорочення розмірів самого двигуна, тому що його струм

менше струму асинхронного двигуна тієї ж потужності. При роботі з випереджальним струмом синхронні двигуни служать генераторами реактивної потужності, яка надходить в асинхронні двигуни, що знижує споживання цієї потужності від генераторів електростанцій.

Недоліками синхронних двигунів є:

- а) складність конструкції в порівнянні з асинхронними;
- б) порівняльна складність пуску в хід;
- в) труднощі з регулюванням частоти обертання, що можливо тільки шляхом зміни частоти живильної напруги.

Зазначені недоліки синхронних двигунів роблять їх менш вигідними, ніж асинхронні двигуни при обмежені потужності порядку до 100 кВт. Однак при більш високих потужностях, коли особливо важливо мати високий $\cos \varphi$ і зменшені габаритні розміри машини, синхронні двигуни переважніше асинхронних.

Контрольні запитання

1. Як улаштована синхронна машина? Зобразите схематично будову синхронної машини. Накресліть її електричну схему.
2. В чому складається явище реакції якоря?
3. Яке дія реакції якоря при активному, індуктивному і ємнісному навантаженнях синхронного генератора?
4. Що називають характеристикою холостого ходу, зовнішньою і регульовальною характеристиками? Поясніть їхній вид.
5. Що таке номінальна зміна напруги при скиданні навантаження і чому при ємнісному навантаженні його величина від'ємна?
6. Які види втрат мають місце в синхронній машині?
7. Яка фізична сутність синхронного індуктивного опору?
8. Що називається U-образними характеристиками синхронного генератора?
9. Як змінити режим роботи синхронної машини?
10. Перелічіть умови і порядок ввімкнення синхронного генератора на паралельну роботу з мережею трифазного струму.
11. Чому з появою струму навантаження в колі якоря генератора приводний двигун одержує механічне навантаження?
12. Умови переходу синхронної машини з генераторного режиму в руховий.
13. Поясніть принцип роботи синхронного двигуна.
14. Накресліть та поясніть вигляд робочих характеристик синхронного двигуна.
15. Чому пуск у хід синхронного двигуна здійснюється більш складним образом, ніж пуск асинхронного двигуна?
16. Накресліть схему асинхронного пуску синхронного двигуна і дайте пояснення як відбувається такий пуск.
17. Накресліть та поясніть кутову та U-образні характеристики синхронного двигуна.
18. Як впливає зміна струму збудження на режим роботи синхронного двигуна?
19. Як регулюється коефіцієнт потужності синхронного двигуна?

20. Чи можливо регулювання частоти обертання в синхронному двигуні? Якщо да, то яким чином?

21. Які достоїнства і недоліки синхронних двигунів у порівнянні з асинхронними?

Типові задачі

1. Генератор змінного струму має 32 пари полюсів і обертається з частотою $n_1 = 750$ об/хв. Визначити частоту змінного струму.

2. Визначити число пар полюсів синхронного гідрогенератора СВФ, що виробляє енергію змінного струму з частотою $f = 50$ Гц, якщо частота обертання ротора $n_1 = 68,2$ об/хв.

3. Фазна напруга однофазного синхронного генератора $U_\phi = 6300$ В, а фазний струм 2,5 А. Визначити корисну потужність P_2 якщо кут зсунення фаз між струмом і напругою $\cos j = 0,8$.

4. Знайти ККД синхронного генератора, якщо сумарна потужність утрат $S_p = 6$ % від корисної потужності, що віддається генератором.

5. Сумарна потужність втрат у синхронному двигуні $S_p = 36,6$ кВт. Яку потужність споживає двигун від мережі, якщо його ККД $h = 94,5$ % ?

6. Синхронний генератор СГН-14-36-12 має наступні паспортні дані: потужність $S = 500$ кВ·А, напруга $U = 6,3$ кВ, коефіцієнт потужності $\cos j = 0,9$, ККД $h = 92,4$ %. Визначити номінальну активну потужність, суму втрат і струм синхронного генератора при номінальному навантаженні.

7. Визначити частоту обертання, номінальний обертаючий момент, струм і споживану потужність восьмиполісного синхронного двигуна марки СД-102, що має наступні номінальні характеристики: $P_{ном} = 75$ кВт, $U_{ном} = 380$ В, $\cos j = 0,9$, ККД $h = 96$ %.

8. Визначити число пар полюсів, обертаючий момент і струм гідрогенератора ГЕС, що має наступні паспортні дані: потужність $P_{ном} = 500$ МВт, напруга $U_{ном} = 15750$ В, $\cos j = 0,85$, ККД $h = 98,2$ %, частота обертання $n_1 = 93,75$ об/хв.

9. Синхронний шестиполісний двигун має наступні паспортні дані: $P_{ном} = 125$ кВт; ККД $h = 90$ %, відношення максимального момента до номінального (перевантажувальна здатність) $M_{max}/M_{ном} = 2,3$. Визначити кут нагривки q при номінальному навантаженні двигуна.

МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

§ 10.1. Области застосування машин постійного струму

Незважаючи на переважне поширення електроенергії змінного струму, електричні машини постійного струму в нинішні часи широко застосовуються як двигуни і трохи менше – як генератори. Це пояснюється важливими перевагами двигунів постійного струму перед іншими електродвигунами: вони допускають плавне регулювання частоти обертання простими способами і мають кращі пускові якості – розвивають великий пусковий момент при відносно невеликому струмі. Тому їх широко використовують як тягові двигуни на електротранспорті.

Електродвигуни постійного струму часто є виконавчими ланками систем автоматичного регулювання, а спеціальні генератори використовуються як підсилювачі електричних сигналів керування і як тахогенератори – датчики частоти обертання.

Генератори низької напруги (6 – 12 В) застосовують для живлення електролітичних ванн (струми до 10 000 А), зарядки акумуляторних батарей, високоякісного зварювання (напруги 20–70 В).

Машини постійного струму входять до складу автомобільного, суднового і літакового електроустаткування, дорожньо-будівельних машин. Діапазон потужностей машин постійного струму досить широкий – від одиниць ватів (мікромашини) до 9000 кВт (великі двигуни для прокатних станів, гребних гвинтів кораблів, тощо).

При цілому ряді переваг машини постійного струму мають істотний недолік, зв'язаний з роботою так названого щітково-колекторного вузла. При деяких несприятливих умовах щітки можуть іскрити, що знижує надійність роботи і вимагає постійного нагляду за машиною. Таку машину не можна використовувати у вибухонебезпечних середовищах. Колектор ускладнює і здорожує її конструкцію й експлуатацію в порівнянні з безколекторною машиною змінного струму. Наприклад, двигун постійного струму потужністю близько 3 кВт у 3,5 рази дорожче асинхронного. Крім того, для живлення двигунів постійного струму потрібно додаткове устаткування – генератори постійного струму чи випрямлячі, тому що основний вид електропостачання промисловості – електроенергія змінного струму.

§ 10.2. Принцип дії машини постійного струму

Будова найпростішої машини. На рис. 10.1 представлена найпростіша машина постійного струму, а на рис. 10.2, дане схематичне зображення цієї машини в осьовому напрямку. Нерухома частина машини, яка називається індуктором (статором), складається з полюсів і сталевого (рідше чавунного) *ярма* у вигляді циліндра, до якого прикріплюються *полюси*. Призначенням індук-

тора є створення в машині основного магнітного потоку. Індуктор зображеної на рис. 10.1 найпростішої машини має два полюси I (яро індуктора на рис. 10.1 не показано).

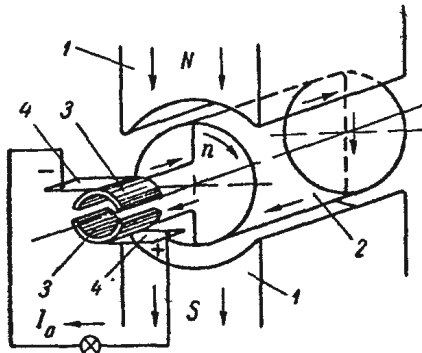


Рис.10.1. Найпростіша машина постійного струму

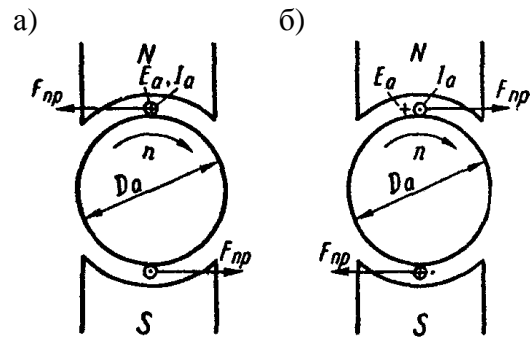


Рис.10.2. Робота найпростішої машини постійного струму в режимі генератора (а) і двигуна (б).

Обертюва частина машини складається з укріплених на валу циліндричного якоря (ротора) 2 і колектора 3. Якір складається із осердя, набраного з окремих пластин електротехнічної сталі, і обмотки, розміщеної на осерді якоря. Обмотка якоря в показаній на рис. 10.1 і 10.2 найпростішій машині має один виток. Кінці витка з'єднані з ізольованими від вала мідними пластинами колектора, число яких у розглянутому випадку дорівнює двом. На колектор налягають дві нерухомі щітки 4, за допомогою яких обмотка якоря з'єднується з зовнішнім електричним ланцюгом.

Основний магнітний потік у машинах постійного струму створюється обмоткою збудження, що розташована на сердечника полюсів і живиться постійним струмом. Магнітний потік проходить від північного полюса N через якір до південного полюса S і від нього через яро знову до північного полюса. Осердя полюсів і яро виготовляються із феромагнітних матеріалів.

Режим генератора. Розглянемо роботу машини в режимі генератора.

Припустимо, що якір машини (рис. 10.1 і 10.2, а) приводиться в обертання по годинниковій стрілці. Тоді в провідниках обмотки якоря індукуються ЕРС, напрямок якої може бути визначений за правилом правої руки (рис. 10.3, а) і показаний на рис. 10.1 і 10.2, а умовними позначками \oplus та \odot . Оскільки потік полюсів передбачається незмінним, то ця ЕРС індукуються тільки внаслідок обертання якоря і називається *ЕРС обертання*.

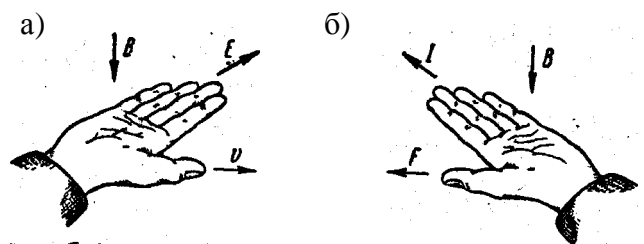


Рис. 10.3. Правила правої (а) і лівої (б) руки

Величина індукуючої у провіднику обмотки якоря ЕРС

$$e_{np} = Blv,$$

де B – величина магнітної індукції в повітряному проміжку між полюсом і якорем у місці розташування провідника; l – активна довжина провідника, тобто та

довжина, протягом якої він розташований у магнітному полі; v – лінійна швидкість руху провідника.

В обох провідниках внаслідок симетрії індукуються однакові ЕРС, які по контурі витка складаються, і тому повна ЕРС витка розглянутої машини

$$E_a = 2e_{np} = 2Blv. \quad (10.1)$$

ЕРС E_a є змінною за напрямком та величиною, тому що провідники обмотки якоря проходять поперемінно під північним і південним полюсами. За формою крива ЕРС провідника в залежності від часу t повторює криву розподілу індукції B уздовж повітряного зазору (проміжку) (рис. 10.4, а).

Якщо обмотка якоря за допомогою щіток замкнута через зовнішній електричний ланцюг, то в цьому ланцюзі, а також в обмотці якоря виникає струм I_a . В обмотці якоря цей струм буде змінним, і крива його за формою аналогічна формі кривої ЕРС (рис. 10.4, а). Однак, у зовнішньому ланцюзі напрямок

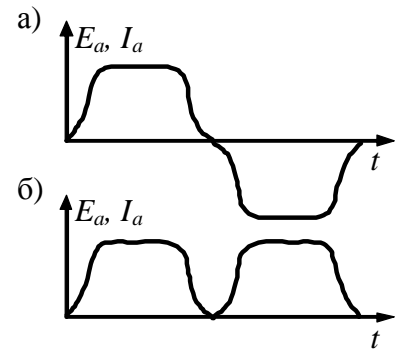


Рис. 10.4. Криві зміни ЕРС і струму найпростішої машини в якорі (а) і в зовнішньому ланцюзі (б)

струму буде постійним, що пояснюється дією колектора. Дійсно, при повороті якоря і колектора (рис. 10.1) на 180° і зміні напрямку ЕРС у провідниках одночасно відбувається також зміна колекторних пластин під щітками. Внаслідок цього під верхньою щіткою завжди буде знаходитися пластина, з'єднана з провідником, розташованим під північним полюсом, а під нижньою щіткою – пластина, з'єднана з провідником, розташованим під південним полюсом. У результаті цього полярність щіток і напрямок струму в зовнішньому ланцюзі залишаються незмінними. Таким чином, колектор є механічним випрямлячем, що перетворює змінний струм обмотки якоря в постійний струм у зовнішньому електричному колі.

Змінивши знак другого півперіоду кривої (рис. 10.4, а), одержимо форму кривої струму і напруги зовнішнього ланцюга (рис. 10.4, б). Утворений у зовнішньому ланцюзі пульсуючий по величині струм мало придатний для практичних цілей. Для одержання струму і напруги з малими пульсаціями застосовують більш складні по конструкції обмотку якоря і колектор (див. § 10.3).

Провідники обмотки якоря зі струмом I_a знаходяться в магнітному полі, і тому на них будуть діяти електромагнітні сили (рис. 10.2, а)

$$F_{np} = BI_a \quad (10.2)$$

напрямок яких визначається за правилом лівої руки (рис. 10.3, б). Ці сили створюють механічний момент M_{em} який називається **електромагнітним моментом** і у випадку (рис. 10.2, а) дорівнює:

$$M_{em} = F_{np} D_a = BID_a I_a \quad (10.3)$$

де D_a – діаметр якоря. Як видно з рис. 10.2, а, у режимі генератора цей момент діє проти напрямку обертання і є гальмуючим.

Режим двигуна. Розглянута найпростіша машина може працювати також двигуном, якщо до обмотки її якоря підвести постійний струм від зовнішнього джерела. При цьому на провідники обмотки якоря будуть діяти електромагнітні сили F_{np} і виникне електромагнітний момент M_{em} . Величини M_{em} і F_{np} як і у випадку генератора, визначаються рівностями (10.2) і (10.3). При достатній величині M_{em} якір машини прийде в обертання і буде розвивати механічну потужність. Момент M_{em} при цьому є рушійним і діє в напрямку обертання (рис. 10.2, б).

У випадку двигуна колектор перетворює споживаний із зовнішнього ланцюга постійний струм у змінний струм в обмотці якоря і працює, таким чином, як механічний інвертор струму.

Провідники обмотки якоря двигуна також обертаються в магнітному полі, і тому в обмотці якоря двигуна теж індукується ЕРС E_a , величина якої визначається рівністю (10.1). Напрямок цієї ЕРС у двигуні (рис. 10.2, б) такий, як і в генераторі (рис. 10.2, а). Таким чином, у двигуні ЕРС якоря E_a спрямована проти струму I_a та прикладеної до затискачів обмотки якоря напруги U . Тому ЕРС якоря двигуна називається також *противоелектрорухомою силою*.

§ 10.3. Будова машин постійного струму

По конструктивному виконанню розрізняють два типи машин постійного струму:

1. Уніполярні машини постійного струму;
2. Колекторні машини постійного струму.

Уніполярні (безколекторні) машини постійного струму серійно не випускаються, тому що вони мають низькі техніко-економічні показники. Застосовуються тільки в спеціальних установках і виготовляються як машини індивідуального виконання.

Колекторні машини постійного струму є їх основним типом. Тому, коли говорять про машини постійного струму, мають на увазі цей тип машин.

В даний час електромашинобудівні заводи виготовляють електричні машини постійного струму, призначені для роботи в різних галузях промисловості, тому окремі вузли цих машин можуть відрізнятися за конструкцією, але загальна конструктивна схема машин однакова (рис. 10.5). Нерухома частина машини постійного струму називається статором (індуктором), обертова частина – ротором (якорем), розділених повітряним зазором.

Статор складається зі станини, на внутрішній поверхні якої кріпляться головні і додаткові полюси з обмотками. Головні полюси служать для створення в машині основного магнітного потоку, а додаткові – для поліпшення умов комутації машини.

Якір машини постійного струму складається з вала, осердя, обмотки і ко-

лктора. Кінці вала знаходяться в підшипниках, розташованих у підшипникових щитах. Для кращого охолодження в більшості машин є вентилятор.

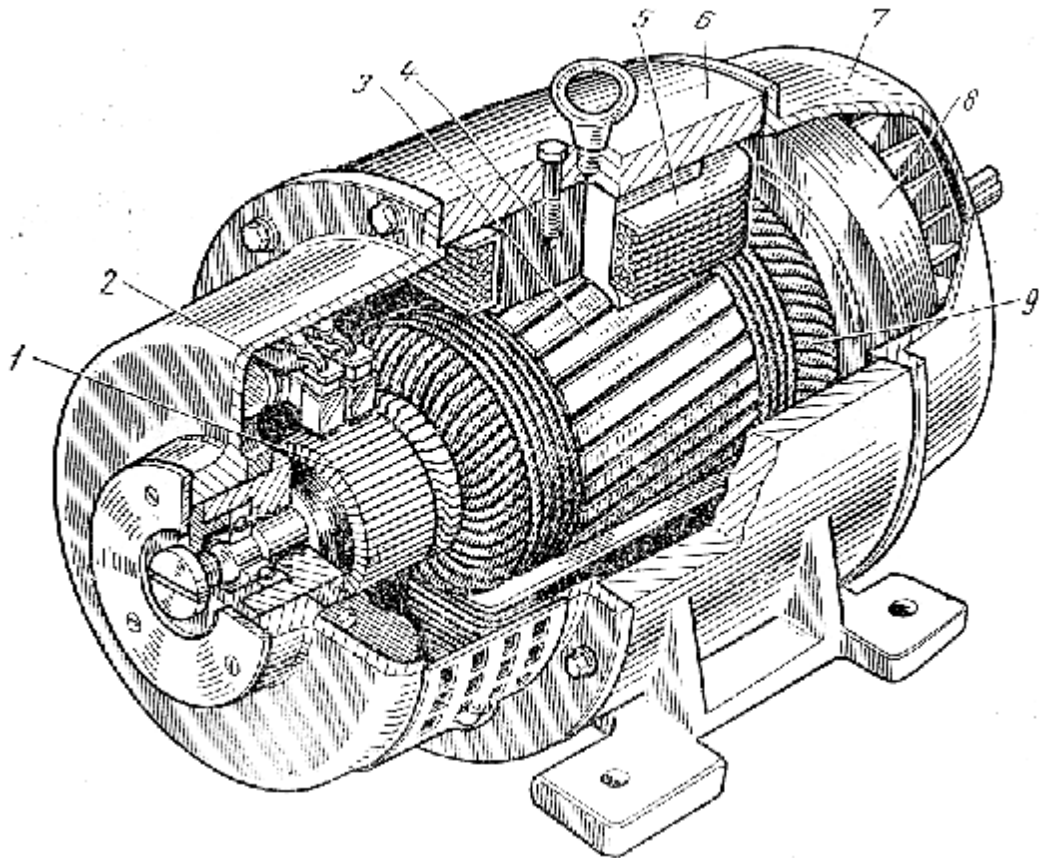


Рис. 10.5 Будова електричної машини постійного струму:

1 – колектор; 2 – щітки; 3 – осердя якоря; 4 – осердя головного полюса; 5 – полюсна котушка; 6 – станина; 7 – підшипниковий щит; 8 – вентилятор; 9 – обмотка якоря

Станина. Станина (рис. 10.6) машини постійного струму служить для кріплення полюсів і підшипникових щитів. Крім того, станина є магнітопроводом, тому що через неї замикається основний магнітний потік машини. І вона виготовляється зі сталі – матеріалу, який має достатню механічну міцність і велику магнітну проникність. Для кріплення машини до фундаменту станина має відлиті чи приварені лапи з отворами для відповідних болтів. По окружності станини розміщені отвори для кріплення головних і додаткових полюсів. У верхній частині станина має кільце (рим-болт), що служить для підйому машини при її зборці і монтажі.

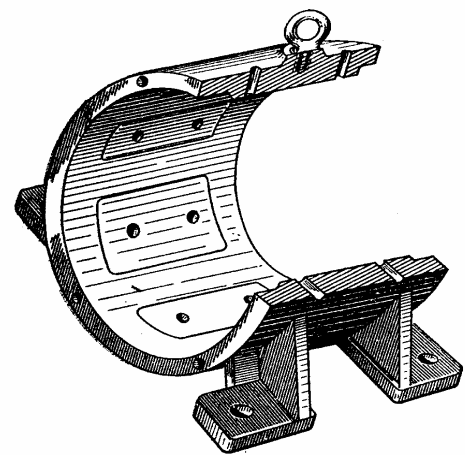


Рис. 10.6 Станина машини постійного струму

У машинах малої і середньої потужності станина виконується звичайно зі сталевих прокату у вигляді цільної конструкції.

Головні полюси. Магнітне поле в машині постійного струму створюється

магніторушійною силою обмотки збудження, що виконується у виді полюсних котушок одягнутих на осердя головних полюсів (рис. 10.7). З боку, зверненого до якоря, осердя закінчується полюсним наконечником, за допомогою якого забезпечується необхідний розподіл магнітного потоку на поверхні якоря.

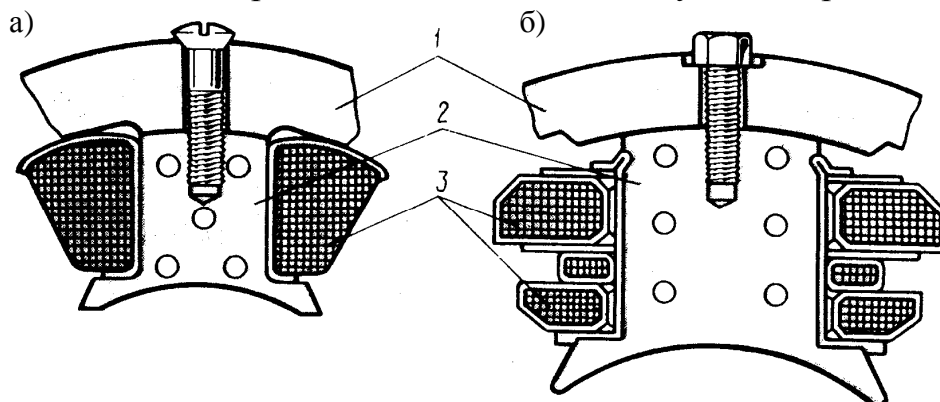


Рис. 10.7 Головні полюси з безкаркасною (а) і каркасною (б) полюсними котушками:
1 – станина; 2 – осердя полюса; 3 – полюсна котушка

Осердя головних полюсів роблять шихтованими з листової конструкційної сталі товщиною 1-2 мм чи з тонколистової електротехнічної анізотропної холоднокатаної сталі, наприклад марки 3411. Штамповані пластини головних полюсів спеціально не ізолюють, тому що тонка плівка окислу на їхній поверхні достатня для значного послаблення вихрових струмів, наведених у полюсних наконечниках пульсаціями магнітного потоку, викликаного зубчатістю осердя якоря. Анізотропна сталь має підвищену магнітну проникність уздовж прокату, що повинно враховуватися при штампуванні пластин і їхній зборці в пакет. Знижена магнітна проникність впоперек прокату сприяє ослабленню реакції якоря і зменшенню потоку розсіювання головних і додаткових полюсів.

У машинах постійного струму невеликої потужності полюсні котушки роблять безкаркасними – намотуванням мідного обмотувального проводу безпосередньо на осердя полюса, попередньо наклеївши на нього ізоляційну прокладку (рис. 10.7, а). У більшості машин (потужністю 1 кВт і більше) полюсну котушку роблять каркасною: обмотувальний провід намотують на каркас (звичайно пластмасовий), а потім надягають каркас з обмоткою на осердя полюса (рис. 10.7, б). У деяких конструкціях машин полюсну котушку для більш інтенсивного охолодження розділяють по висоті на частини, між якими залишають вентиляційні канали.

Додаткові полюси. Додаткові полюси застосовують у машинах потужністю понад 1 кВт із метою зменшення іскріння на щітках.

Додатковий полюс (рис. 10.8) складається із осердя 1 і котушки 2, виконаної з мідного ізольованого проводу з перетином, розрахованим на робочий струм машини, тому що котушки додаткових полюсів включаються послідовно з обмоткою якоря. Осердя додаткового полюса виготовляється зі сталі, і тому вони мають звичайно монолітну конструкцію. Через малу величину магнітної індукції в осердях додаткових полюсів у них практично не індукуються вихрові струми. Додаткові полюси встановлюються посередині між головними полю-

сами і кріплять до станини болтами.

Якір. Якір машини постійного струму складається з вала, осердя, обмотки і колектора. Осердя якоря (рис. 10.9) являє собою циліндр, набраний зі штампованих листів електротехнічної сталі товщиною 0,35 чи 0,5 мм (рис. 10.10). Така конструкція осердя якоря дозволяє значно послабити в ньому вихрові струми, що виникають у результаті його перемагнічування в процесі обертання в магнітному полі. Листи покривають ізоляційним лаком, збирають у пакет і запікають. У машин малої потужності пакет сталі якоря надягають на вал, а у великих машинах на хрестовину. У великих машинах пакет осердя якоря може набиратися не із суцільних листів, а з окремих сегментів.

Для поліпшення охолодження машини в пакеті сталі якоря можуть виконуватися вентиляційні канали в осьовому і радіальному напрямках.

На зовнішній поверхні осердя якоря є подовжні пази, у які укладають обмотку якоря (рис. 10.11).

Обмотку якоря виконують з мідного проводу круглого чи прямокутного перетину і розташовують у пазах осердя якоря, де вона ретельно ізолюється від осердя. Пази осердя якоря можуть бути відкритими (рис. 10.12, а) чи напівзакритими (рис. 10.12, б). Відкриті пази застосовують у машинах середньої і великої потужності, а напівзакриті – у машинах малої потужності.

Обмотка якоря складається із секцій, кінці яких припаюються до пластин колектора.

Для міцного закріплення проводів обмотки якоря в пазах застосовуються дерев'яні, гетинаксові чи текстолітові клини (рис. 10.12). Застосування дерев'яних клинів не забезпечує надійного кріплення, тому що при висиханні вони слабшають і можуть випасти з паза. У машинах малої

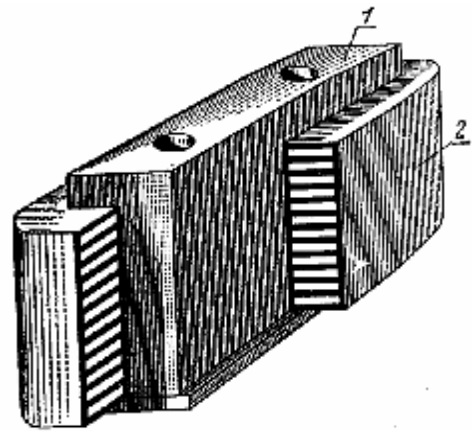


Рис. 10.8 Додатковий полюс

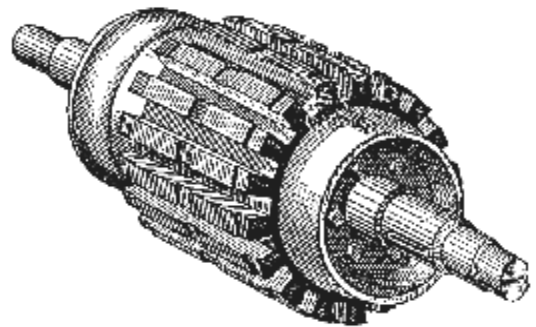


Рис. 10.9 Якір без обмотки

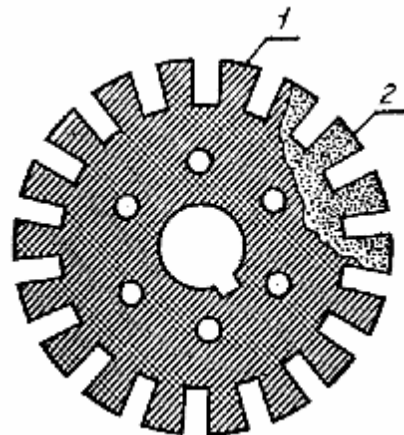


Рис. 10.10. Сталевий лист якоря:
1 – сталь; 2 – ізоляція

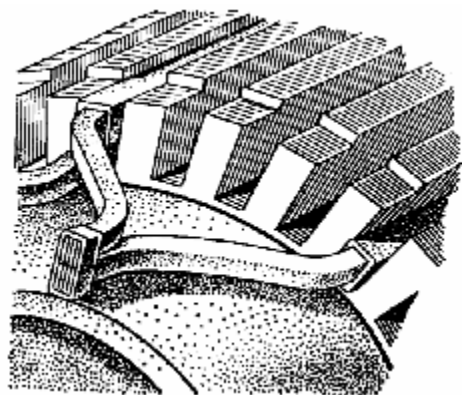


Рис. 10.11 Укладання обмотки якоря в пазах осердя

потужності пази не заклинюються, а закріплюються зверху бандажем. Для того, щоб бандаж не виступав за межі якоря, місце під бандаж роблять трохи меншого діаметра (див. рис. 10.9).

Бандаж виконується зі сталевого чи бронзового дроту, намотуваного безпосередньо на сталь якоря поверх обмотки.

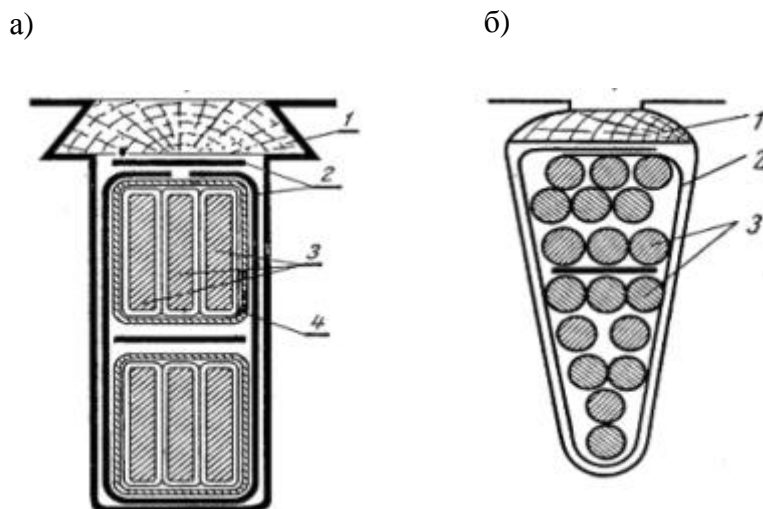


Рис. 10.12 Пази якоря в розрізі:

1 – дерев'яний клин; 2 – електрокартон; 3 – провідники обмотки; 4 – ізоляційна стрічка

Лобові частини обмотки кріпляться до обмоткотримача також за допомогою дротового бандажа.

Колектор машини (рис. 10.13) виконують із пластин холоднокатаної міді (колекторна мідь), які ізолюють один від одного прокладками з колекторного міканіту. Виступаючу частину колекторної пластини називають "півником", до неї припаюють проводи обмотки якоря. Нижні краї пластини мають форму "хвіст ластівки". Після зборки колектора ці краї виявляються затиснутими між двома натискними шайбами, ізольованими від колекторних пластин міканітовими конусами і циліндрами. Щоб міканітові прокладки при спрацьовуванні пластин колектора не виступали над пластинами, що викликало би вібрацію щіток, іскріння і передчасний знос щіток, між колекторними пластинами фрезерують пази (доріжки) на глибину до 1,5 мм (рис. 10.14).

Колектори електричних машин малої потужності часто виконуються шляхом запресовування мідних пластин у пластмасу. Пластмаса в цьому випадку є скріпним і ізолюючим матеріалом. Така конструкція колектора проста у виготовленні, але може застосовуватися лише при частотах обертання машини до 10000 об/хв.

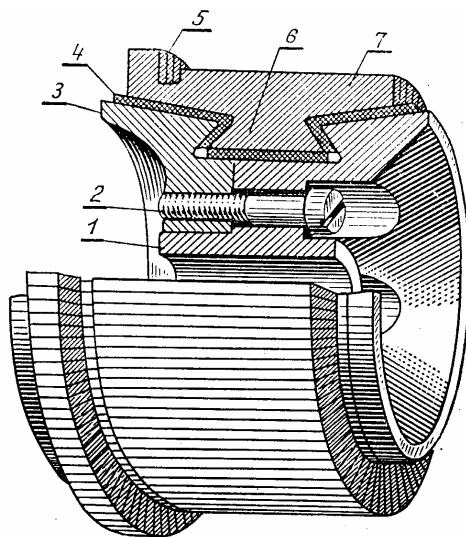


Рис. 10.13. Пристрій колектора:

1 – корпус колектора; 2 – стяжний болт; 3 – натискне кільце; 4 – ізоляція (міканіт); 5 – "півник"; 6 – "хвіст ластівки"; 7 – пластини.

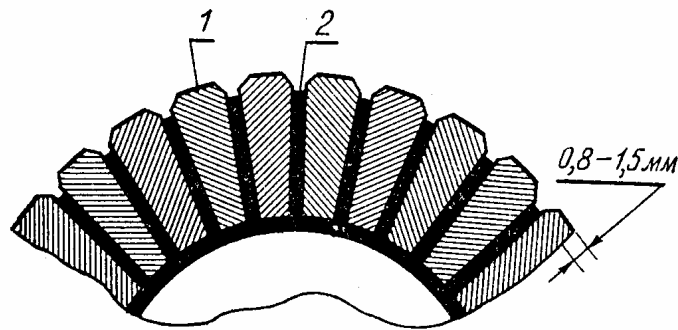


Рис. 10.14. Розташування колекторних пластин 1 і ізоляційних прокладок 2 у колекторі.

Щітковий пристрій. Для одержання електричного контакту з поверхнею колектора в машині постійного струму мають щітки. Для установки щіток у машині служить щітковий пристрій, що складається з щіткової траверзи (рис. 10.15), пальців, щіткотримачів (рис. 10.16).

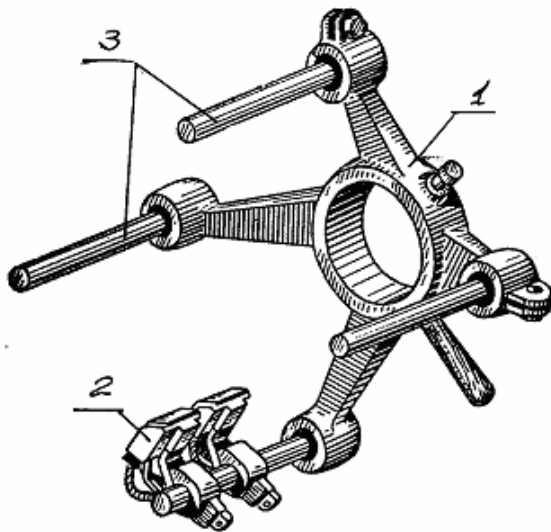


Рис. 10.15 Щіткова траверза:
1 – щіткова траверза; 2 – щіткотримач;
3 – пальці.

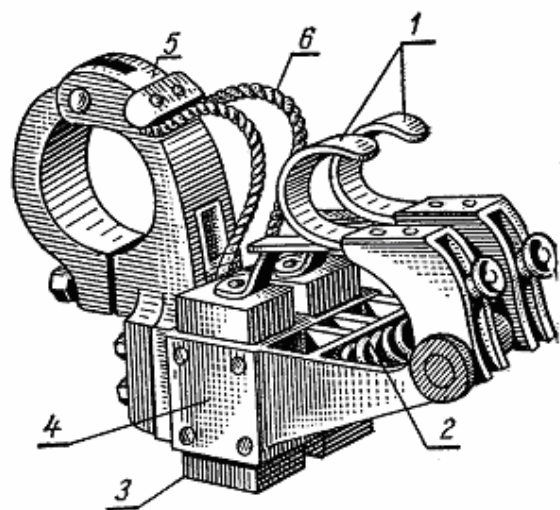


Рис. 10.16 Щіткотримач:
1 – курок; 2 – пружина; 3 – щітка;
4 – обойма; 5 – затискач; 6 – тросик.

Щіткова траверза звичайно кріпиться до підшипникового щита і тільки в машинах великої потужності вона кріпиться до станини. Між щітковою траверзою і пальцями мається ізоляція. На кожен палець установлюють комплект щіткотримачів. Число пальців звичайно дорівнює числу полюсів у машині. Щіткотримач складається з обойми, у яку поміщають щітку, курка, що представляє собою відкидну деталь, що передає тиск пружини на щітку. Кріплення щіткотримача на пальці здійснюється за допомогою затискачу. Для приєднання елементів електричного ланцюга машини до щітки остання забезпечується гнучким тросиком. Усі щіткотримачі однієї полярності з'єднують між собою збірними шинами, приєднаними до виводів машини.

Крім зазначених частин машина має два підшипникових щити: передній (з боку колектора) і задній. Щити за допомогою болтів кріпляться до станини.

У центральній частині щита є розточення, де розташовується підшипник. Звичайно в машинах застосовуються кулькові чи роликові підшипники кочення; лише в деяких машинах, з метою забезпечення безшумності в процесі роботи, застосовуються підшипники ковзання.

Для приєднання обмоток машини до електричної мережі машина забезпечується коробкою виводів, де на ізоляційній панелі робляться виводи кінців обмоток. Звичайно панель з виводами розташовують на станині.

Виводи обмоток машин постійного струму, відповідно до ДСТУ 183-66, позначаються в такий спосіб:

Обмотка якоря	Я1 та Я2
Обмотка додаткових полюсів	Д1 та Д2
Обмотка збудження незалежна	Н1 та Н2
Обмотка збудження паралельна (шунтова)	Ш1 та Ш2
Обмотка збудження послідовна (серієсна)	С1 та С2

Цифрою 1 позначені початки обмоток, а цифрою 2 – кінці.

Обмотка якоря машини постійного струму являє собою замкнену систему провідників, певним чином покладених на осердя якоря і приєднаних до колектора.

Елементом обмотки якоря є **секція** (котушка), приєднана до двох колекторних пластин.

По конструктивному виконанню секції розрізняють *петльові*, *хвильові* і *комбіновані* обмотки якоря.

Схематично секції обмотки якорі представлені на рисунках 10.17 і 10.18.

Звичайно секції обмотки якорі виконуються одновитковими і тільки в машинах малої потужності вони можуть бути виконані багатовитковими.

В обмотці якоря секції з'єднуються між собою послідовно через загальну колекторну пластину.

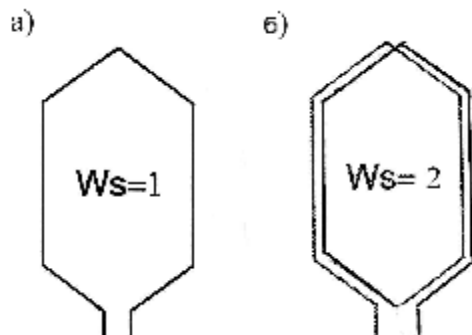


Рис. 10.17 Секції петльової обмотки:
а – одновиткова; б- двовиткова

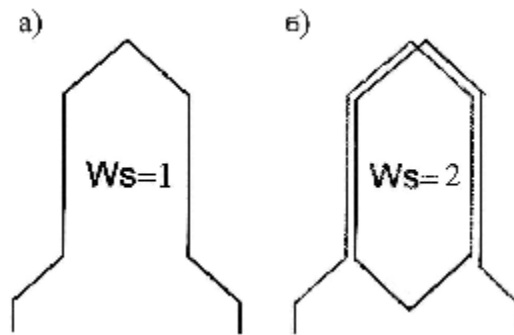


Рис. 10.18 Секції хвильової обмотки:
а – одновиткова; б- двовиткова

Схематично з'єднання секцій обмотки якоря представлено на рис. 10.19

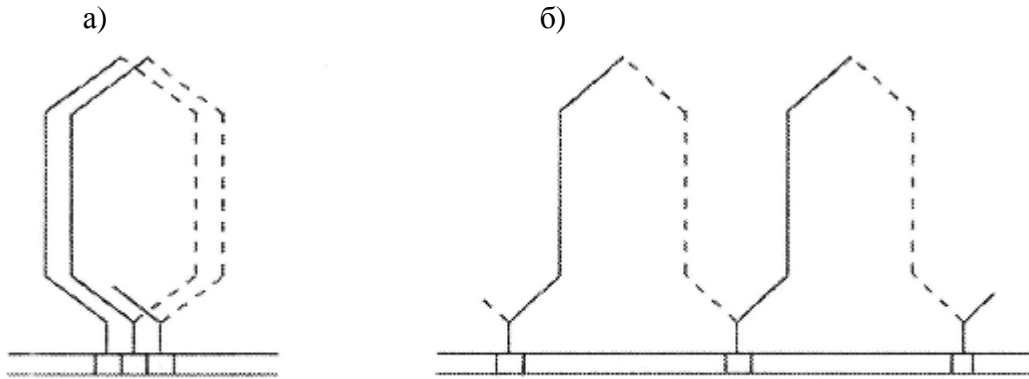


Рис. 10.19. З'єднання секцій петльової (а) і хвильової (б) обмотки якоря

Обмотки якоря звичайно виконують двошаровими. При укладанні в пази одна сторона секції укладається у верхній шар паза, а інша сторона, розташована на відстані y_1 , укладається в нижній шар паза (на схемі показана пунктиром).

Число секцій S завжди дорівнює числу колекторних пластин K . Однак, число пазів на якорі Z може бути менше числа секцій S і колекторних пластин K . У цьому випадку в кожному пазу якоря u_n сторін секцій у верхньому і нижньому шарі. Схематично реальний паз, що складається з трьох елементарних пазів, показаний на рис. 10.20.

У тих випадках, коли число сторін секцій у пазу $u_n > 1$ приймають, що реальний паз на якорі складається з u_n елементарних пазів. Таким чином, за елементарний паз якоря приймається такий умовний паз, у верхньому і нижньому шарі якого розташовані по одній стороні секції.

Число елементарних пазів Z , дорівнює числу секцій S і числу колекторних пластин K

Обмотка якоря, у найпростішому випадку, має одну пару паралельних віток. Якщо умовно сполучити поверхню якоря і поверхню колектора, то цю пару паралельних віток можна представити в такий спосіб (рис. 10.21).

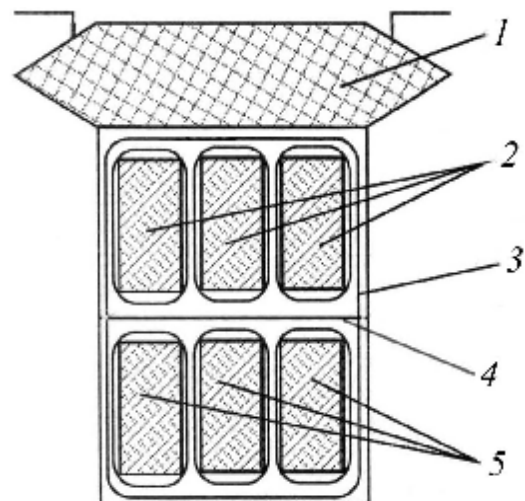


Рис. 10.20. Реальний паз машини постійного струму: 1 – пазовий клин; 2 – сторони секцій верхнього шару паза; 3 – пазова ізоляція; 4 – ізоляційна прокладка; 5 – сторони секцій нижнього шару паза

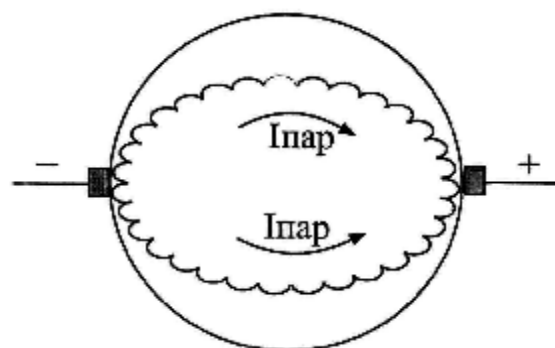


Рис. 10.21. Розподіл струму в обмотці якоря

ЕРС секцій у межах кожної паралельної вітки сумуються. Тому що вітки з'єднані паралельно, то ЕРС всієї обмотки якоря визначається величиною ЕРС однієї паралельної вітки, тоді як величина струму якорної обмотки дорівнює сумі струмів усіх віток обмотки

$$I_a = 2aI_{нар},$$

де I_a – величина струму обмотки якоря; $I_{нар}$ – величина струму однієї паралельної вітки; $2a$ – число паралельних віток.

Обмотка якоря знаходиться в найкращих умовах, якщо струми паралельних віток однакові. Для цього необхідно, щоб ЕРС паралельних віток були однаковими.

§ 10.4. ЕРС якоря й електромагнітний момент машин постійного струму

Як було показано раніше, ЕРС провідника обмотки якоря визначається по формулі $e_{пр} = Blv$.

Магнітна індукція B в повітряному зазорі між полюсними наконечниками і поверхнею якоря має різні значення в різних точках повітряного зазору.

Її розподіл по поверхні якоря визначається кривою $ABCD$, форма якого близька до трапецеїдальної (рис. 10.22). Площа, обмежена цією кривою і віссю абсцис, пропорційна магнітному потоку в повітряному зазорі під одним полюсом. Так як значення індукції B в межах полюсного розподілу t (під полюсним розподілом розуміється частина окружності якоря, що приходить на

один полюс, тобто $t = \frac{pD_a}{2p}$, де $2p$ – число

полюсів машини) різні, то для визначення

ЕРС зручно скористатися середнім значенням магнітної індукції, прийнявши його рівним висоті прямокутника $AB'C'D$ з основою t , площа якого дорівнює площі фігури $ABCD$. Тоді середнє значення ЕРС, індукуючої в одному провіднику, покладеному на поверхні якоря, дорівнює

$$E_{cp} = B_{cp}lv.$$

Обмотка якоря складається з N провідників, однак ЕРС обмотки визначається величиною ЕРС лише однієї паралельної вітки, що містить $\frac{N}{2a}$ послідовно з'єднаних провідників.

Тому ЕРС обмотки якоря

$$E_a = B_{cp}lv \frac{N}{2a}. \quad (10.4)$$

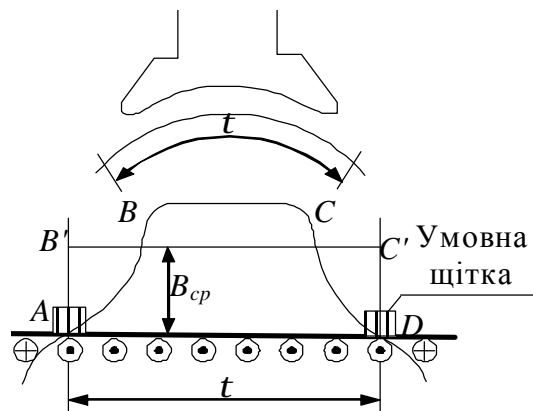


Рис. 10.22. Розподіл магнітної індукції в зазорі машини постійного струму

Середнє значення магнітної індукції

$$B_{cp} = \frac{\Phi}{pD_a l / 2p}, \quad (10.5)$$

де Φ – магнітний потік у повітряному зазорі під одним полюсом, Вб; D_a – діаметр якоря, м; $2p$ – число полюсів машини.

Величина $pD_a l / 2p$ в (10.5) являє собою площу поверхні осердя якоря, що приходить на один полюс.

Лінійну швидкість провідників V можна визначити по формулі

$$V = \frac{pD_a n}{60}, \quad (10.6)$$

де n – частота обертання якоря, об/хв.

Після заміни в (10.4) магнітної індукції B_{cp} і швидкості V згідно (10.5) і (10.6) отримаємо

$$E_a = \frac{pN}{60a} \Phi n = c_e \Phi n, \quad (10.7)$$

де $c_e = \frac{pN}{60a}$ – коефіцієнт ЕРС, що залежить від конструктивних особливостей машини.

Як видно, ЕРС прямо пропорційна добутку магнітного потоку на частоту обертання. По формулі (10.7) можна визначати як ЕРС генераторів, так і ЕРС двигунів.

Електромагнітна сила, що діє на провідник обмотки якоря, визначається співвідношенням

$$F_{np} = BI_{np} = BI_a / 2a,$$

де I_{np} – струм провідника, що дорівнює струму однієї паралельної вітки, I_a – струм якоря.

При обертанні якоря сила, що діє на провідник, змінюється із-за зміни величини магнітної індукції.

Середнє значення сили можна визначити через середнє значення магнітної індукції:

$$F_{np} = B_{cp} I_a / 2a.$$

Середній електромагнітний момент, що діє на якір,

$$M_{cp} = F_{np, cp} \frac{D_a}{2} N = B_{cp} l \frac{l_a}{2a} \frac{D_a}{2} N. \quad (10.8)$$

Після заміни в (10.8) магнітної індукції B_{cp} згідно (10.6) одержимо

$$M_{cp} = \frac{p}{a} \frac{N}{2p} \Phi I_a = c_M \Phi I_a. \quad (10.9)$$

де $c_M = \frac{p}{a} \frac{N}{2p}$ – коефіцієнт моменту, що залежить від конструктивних особливостей машини.

Як видно з (10.9), електромагнітний момент прямо пропорційний добутку магнітного потоку на струм якоря. По формулі (10.9) можна визначати як момент генераторів, так і момент двигунів.

Електромагнітний момент M_{cp} , викликаний взаємодією магнітного потоку і струму якоря й обумовлений формулою (10.9), відрізняється від моменту M , що розвивається машиною на валу, унаслідок тертя в підшипниках, тертя якоря об повітря і вентиляційних втрат. Зазначені два моменти відрізняються незначно, тому будемо надалі вважати їх рівними і позначати M .

§ 10.5. Реакція якоря

Магнітний потік у машині створюється тими її обмотками, по яких протікає струм. У режимі холостого ходу по обмотці якоря генератора струм не протікає, а по обмотці якоря двигуна протікає струм холостого ходу, невеликий за значенням, тому в машині діє лише МРС обмотки збудження $F_{зб0}$. Магнітне поле машини в цьому випадку симетрично щодо осі полюсів (рис. 10.23, а). Крива розподілу магнітної індукції в повітряному зазорі являє собою криву, близьку до трапеції. (рис. 10.23, а).

Якщо ж машину навантажити, то в обмотці якоря з'явиться струм, що створить у магнітній системі машини МРС обмотки якоря F_a . Припустимо, що МРС збудження дорівнює нулю, і у машині діє лише МРС якоря. Тоді магнітне поле, створене цією МРС, буде мати вид, представлений на рис. 10.23, б. З цього рисунку видно, що МРС обмотки якоря спрямована по лінії щіток (у даному випадку по геометричній нейтралі). Незважаючи на те, що якір обертається, просторове положення МРС обмотки якоря залишається незмінним, тому що напрямок цієї МРС визначається положенням щіток.

Найбільше значення МРС якоря – на лінії щіток (рис. 10.23, б, крива 1), а по осі полюсів ця МРС дорівнює нулю. Однак розподіл магнітної індукції в повітряному зазорі збігається з графіком МРС лише в межах полюсних наконечників. У міжполюсному просторі магнітна індукція різко послаблюється (рис. 10.23, б, крива 2). Пояснюється це збільшенням магнітного опору потоку якоря у міжполюсному просторі.

Вплив МРС обмотки якоря на магнітне поле машини називають реакцією якоря. Реакція якоря спотворює магнітне поле машини, робить його несиметричним щодо осі полюсів.

На рис. 10.23, в показаний розподіл магнітних силових ліній результирую-

чого полю машини, що працює в генераторному режимі при обертанні якоря по годинниковій стрілці. Такий же розподіл магнітних ліній відповідає роботі машини в режимі двигуна, але при обертанні якоря проти годинникової стрілки.

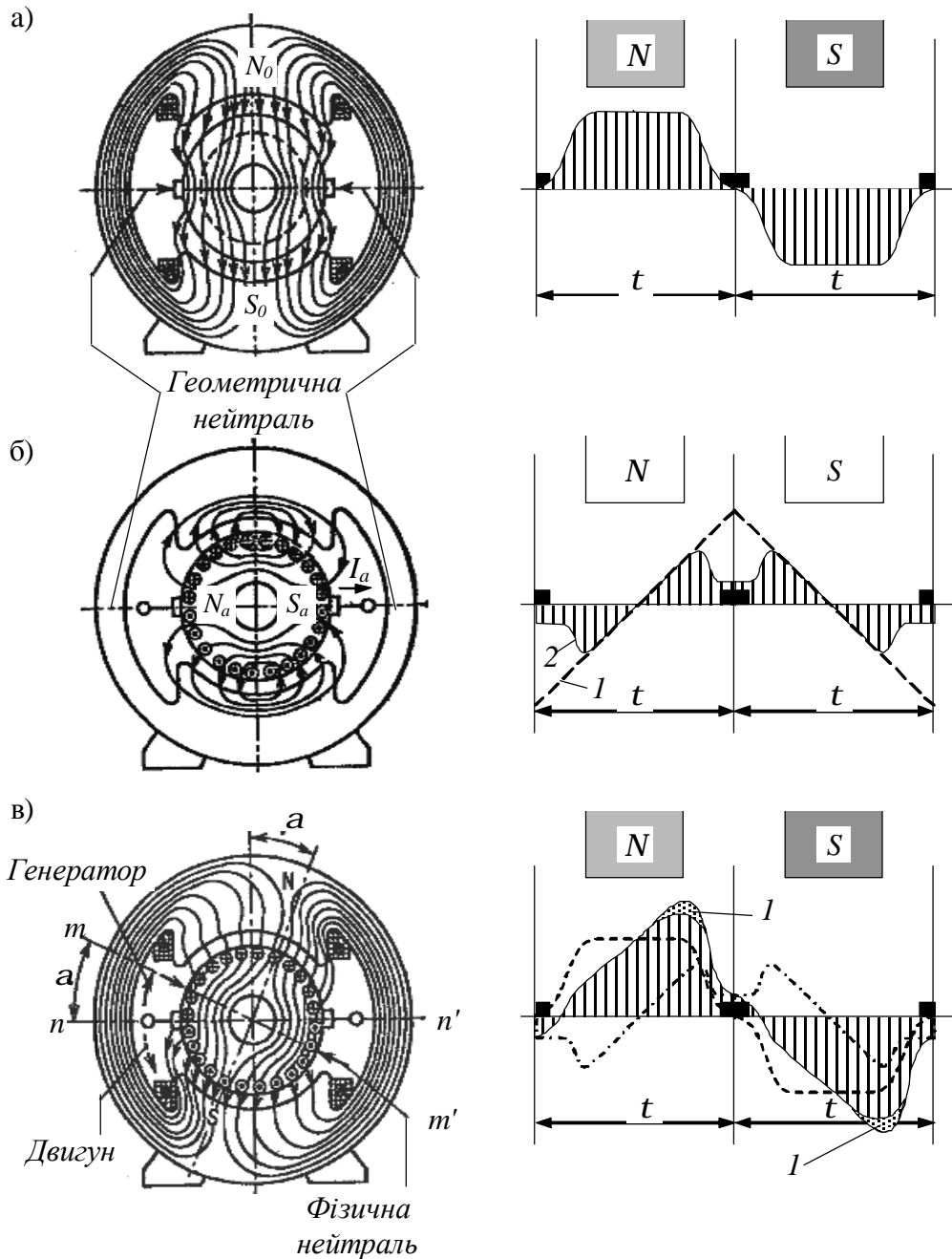


Рис.10.23. Магнітні потоки в машині постійного струму та розподіл магнітної індукції в повітряному зазорі: а – магнітний потік полюсів; б – магнітний потік обмотки якоря; в – результуючий магнітний потік

Якщо прийняти, що магнітна система машини ненасичена, то реакція якоря буде лише спотворювати результуючий магнітний потік, не змінюючи його значення: край полюса і зубцевий шар якоря, що знаходиться під ним, де МРС якоря збігається по напрямку з МРС збудження, підмагнічується; інший край полюса і зубцевий шар якоря, де МРС спрямована проти МРС збудження, розмагнічуються. При цьому результуючий магнітний потік як би повертається

щодо осі головних полюсів на деякий кут, а фізична нейтраль mm' (лінія, що проходить через точки на якорі, у яких індукція дорівнює нулю) зміщається щодо геометричної нейтралі nn' на кут α (рис. 10.23, в). Чим більше навантаження машини, тим сильніший поворот результуючого поля, а отже, тим більший кут зсуву фізичної нейтралі.

При роботі машини в режимі генератора фізична нейтраль зміщається по напрямку обертання якоря, а при роботі двигуном – проти обертання якоря.

Поворот результуючого поля машини несприятливо відбивається на її робочих властивостях.

По-перше, зміщення фізичної нейтралі щодо геометричної приводить до більш тяжких умов роботи щіткового контакту і може послужити причиною посилення іскріння на колекторі.

По-друге, поворот результуючого поля машини спричиняє перерозподіл магнітної індукції в повітряному зазорі машини. На рис. 10.23, в показаний графік розподілу результуючого поля в зазорі, отриманий сполученням кривих, зображених на рис. 10.23, а, б. З цього графіка випливає, що магнітна індукція в зазорі машини розподіляється несиметрично щодо осі полюсів, різко збільшуючись під лівими для нас краями полюсів. Це приводить до того, що миттєві значення ЕРС секцій обмотки якоря в моменти знаходження їхніх пазових сторін у зоні максимальних значень магнітної індукції (під лівими краями полюсних наконечників) різко підвищуються. У результаті зростає напруга між суміжними колекторними пластинами U_k . При значних навантаженнях машини напруга U_k може перевершити припустимі межі і міканітова прокладка між суміжними пластинами буде перекрита електричною дугою. Присутність на колекторі часток графіту будуть сприяти розвитку електричної дуги, що приведе до виникнення потужної електричної дуги, що перекриває весь колектор або значну його частину. Це явище надзвичайно небезпечне для цілості машини.

Якщо ж магнітна система машини насичена, що має місце в більшості електричних машин, то підмагнічування одного краю полюсного наконечника і зубцевого шару якоря, що знаходиться під ним, відбувається в меншій степені, чим розмагнічування іншого краю і зубцевого шару якоря, що. Це сприятливо позначається на розподіленні магнітної індукції в зазорі, яка стає більш рівномірною, тому що максимальне значення індукції під підмагніченим краєм полюсного наконечника зменшується на величину, обумовлену висотою ділянки 1 на рис. 10.23, в. Однак результуючий магнітний потік машини при цьому зменшується.

Таким чином, реакція якоря в машині з насиченою магнітною системою розмагнічує машину (так само як і в синхронній машині при активному навантаженні). У результаті погіршуються робочі властивості машини: у генераторів знижується ЕРС, у двигунів зменшується обертаючий момент.

Для усунення шкідливого впливу реакції якоря в машинах середньої і великої потужностей застосовують компенсаційну обмотку, розташовану в пазах головних полюсів. Ця обмотка вмикається послідовно з обмоткою якоря так, щоб її магнітний потік Φ_k був протилежний магнітному потоку Φ_a . Якщо при

цьому $\Phi_k = \Phi_a$, то магнітний потік у повітряному зазорі через реакцію якоря практично не спотворюється.

§ 10.6. Комутація в машинах постійного струму

10.6.1. Процес комутації в машинах постійного струму

При обертанні якоря машини постійного струму колекторні пластини по черзі вступають у зіткнення з щітками. При цьому перехід щітки з однієї пластини (що збігає) на іншу (що набігає) супроводжується переключенням секції обмотки з однієї паралельної вітки в іншу і зміною як значення, так і напрямку струму в цій секції. *Процес переключення секції з однієї паралельної вітки на іншу і явища, що його супроводжують, називається комутацією*

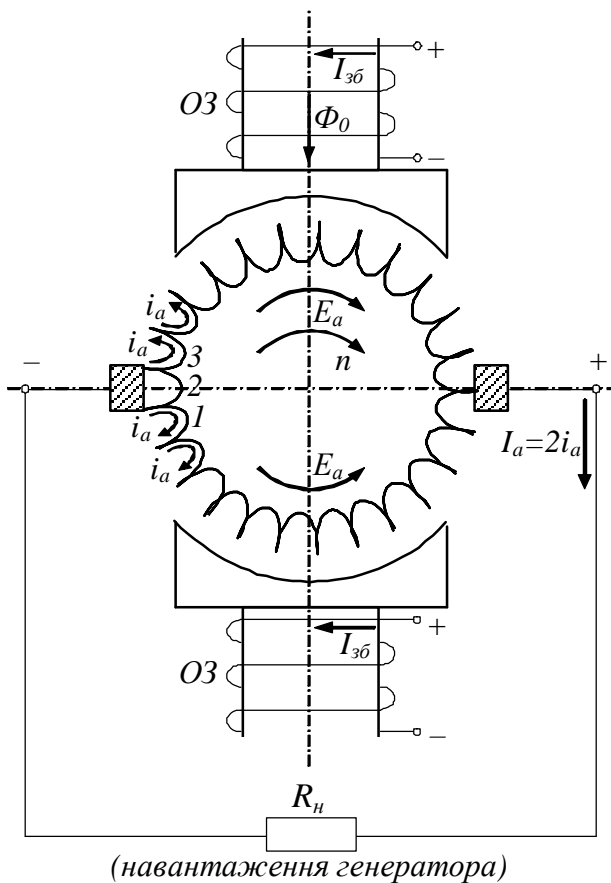


Рис. 10.24. Двополісний генератор постійного струму

Як було сказано вище, щітки розділяють обмотку якоря на декілька паралельних віток, причому ці вітки знаходяться в зоні дії магнітних потоків різних полюсів. На рис. 10.24 схематично зображена двополісна машина (генератор). Маленькими стрілками позначено напрямок струму в секціях обмотки якоря. При обертанні якоря секція 1 займає послідовно місця, де раніше знаходилися секції 2, 3 і т.п. При цьому секція в положенні 2 замикається щітками накоротко і напрямок струму в ній міняється на протилежний (порівняйте напрямки струмів у секціях 1 і 3).

Цей процес відбувається швидко і безупинно за допомогою нерухомих щіток і колектора, що обертається разом з обмоткою якоря.

При відриві кожної наступної пластини від щітки буде виникати іскровий розряд, що сприймається як безупинне іскріння, що супроводжується безупинним тріском. Іскріння підсилюється при збільшенні частоти обертання і навантаження і різких змінах її величини. При інтенсивному іскрінні поверхня колектора і щіток руйнується, збільшується перехідний опір ковзного контакту і нагрівання колектора.

10.6.2. Підстави, що викликають іскріння на колекторі

При роботі машини постійного струму щітки і колектор утворюють ковзний контакт. Площу контакту щітки вибирають за значенням робочого струму

машини, що приходиться на одну щітку, відповідно до припустимої щільності струму для обраної марки щіток. Якщо з якоїсь причини щітка прилягає до колектора не всією поверхнею, то виникають надмірні місцеві щільності струму, що приводять до іскріння на колекторі.

Причини, що викликають іскріння на колекторі, розділяють на механічні, потенційні і комутаційні.

Механічні причини іскріння – слабкий тиск щіток на колектор, биття колектора, його чи еліптичність не гладка поверхня, забруднення поверхні колектора, виступання міканітової ізоляції над мідними пластинами, нещільне закріплення траверси або пальців щіткотримачів, а також інші причини, що викликають порушення електричного контакту між щіткою і колектором.

Потенційні причини іскріння з'являються при виникненні напруги між суміжними колекторними пластинами, що перевищує припустиме значення. В цьому випадку іскріння найбільш небезпечно, тому що воно звичайно супроводжується появою на колекторі електричних дуг.

Комутаційні причини іскріння створюються фізичними процесами, що відбуваються в машині при переході секцій обмотки якоря з однієї паралельної вітки в іншу.

Іноді іскріння викликається цілим комплексом причин. З'ясування причин іскріння варто починати з механічних, тому що їх виявляють оглядом колектора і щіткового пристрою. Складніше знайти й усунути комутаційні причини іскріння.

При випуску готової машини з заводу в ній налагоджують таку комутацію, що виключає яке-небудь іскріння. Однак у процесі експлуатації машини, у міру зносу колектора і щіток, можлива поява іскріння. У деяких випадках воно може бути значним і небезпечною, тоді машину необхідно зупинити для з'ясування й усунення причин іскріння. Однак невелике іскріння в машинах загального призначення звичайно припустимо.

Згідно прийнятим нормам іскріння на колекторі оцінюється ступенем іскріння (класом комутації) під краєм щітки, що збігає. Ці класи такі (див. табл. 10.1)

Якщо припустимий ступінь іскріння в паспорті електричної машини не зазначено, то при номінальному навантаженні вона не повинна перевищувати $1 \frac{1}{2}$.

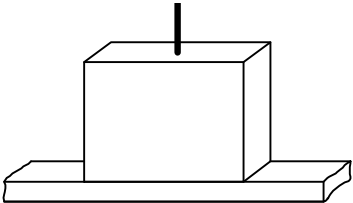
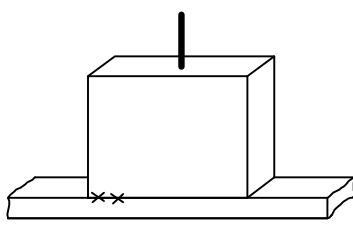
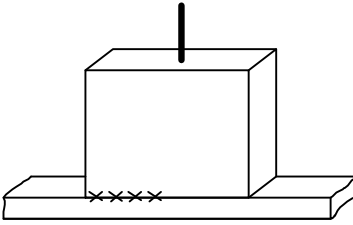
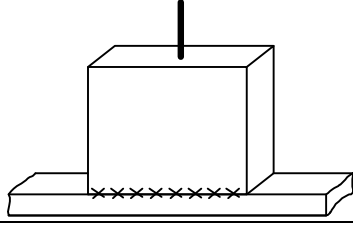
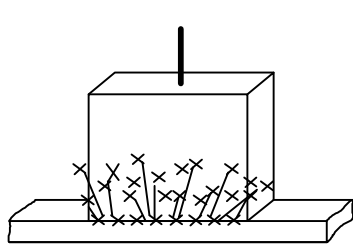
10.6.3. Основні способи поліпшення комутації

Для поліпшення комутації застосовують цілий ряд способів, основні з яких розглянуті нижче.

Вибір щіток. З погляду забезпечення задовільної комутації доцільно застосовувати тверді щітки (вугільно-графітні, графітні і електрографітовані). Припустима густина струму в щітковому контакті цих щіток невелика, а тому їхнє застосування в машинах постійного струму веде до необхідності збільшення площі щіткового контакту, що вимагає збільшення площі колектора за раху-

Таблиця 10.1

Класи комутації

Клас комутації	Загальний вигляд щітки та колектора	Ступень іскріння	Стан колектора та щіток
1		Іскріння немає (темна комутація).	Відсутність почорніння на колекторі і нагару на щітках
1 ¼		Слабке іскріння під невеликою частиною щітки.	Відсутність почорніння на колекторі і нагару на щітках
1 ½		Іскріння приблизно на половині і більш поверхні щітки	Поява слідів почорніння на колекторі, які усуваються легко протиранням поверхні колектора бензином, а також поява слідів нагару на щітках
2		Іскріння під усім краєм щітки. Допускається тільки при короткочасних поштовхах навантаження і при перевантаженні.	Появи слідів почорніння на колекторі, не усувається протиранням поверхні колектора бензином, а також слідів нагару на щітках.
3		Допускається тільки для моментів прямого (безреостатного) ввімкнення або реверсування машин, якщо при цьому колектор і щітки залишаються в стані, придатному для подальшої роботи.	Значне іскріння під усім краєм щітки з появою великих іскор, що вилітають, яке приводить до значного почорніння колектора, яке не усувається протиранням поверхні колектора бензином, а також до подгару і руйнування щіток.

нок його довжини. Це привело б до збільшення габаритів машини і додатковій витраті міді. Найбільше застосування в машинах постійного струму напругою 110-440 В мають електрографітовані щітки, а в машинах зниженої напруги (до 30 В) – мідно- чи бронзово-графітні.

Додаткові полюси. Призначення додаткових полюсів – створити в зоні комутації магнітне поле такої величини і напрямку, щоб ЕРС, що наводиться цим полем в комутуючій секції компенсувала реактивну ЕРС, що виникає в процесі переходу щітки з однієї пластини на іншу.

Додаткові полюси розташовують між головними. При цьому щітки встановлюють на геометричній нейтралі.

Усі машини постійного струму потужністю понад 1 кВт забезпечуються

додатковими полюсами, число яких приймають рівним числу головних полюсів або удвічі меншим. Наявність додаткових полюсів дозволяє збільшити лінійне навантаження машини та при заданій потужності отримати машину меншої ваги.

Для забезпечення компенсації реактивної ЕРС при різному навантаженні обмотку додаткових полюсів включають послідовно з обмоткою якоря. В цьому випадку МРС додаткових полюсів при різному навантаженні машини змінюється пропорційно струму якоря, тобто пропорційно МРС якоря.

Полярність додаткового полюса в генераторі повинна бути такою, як і у наступного, за напрямком обертання головного полюса, а в двигуні – як у попереднього полюса.

Одержання комутуючого поля зсувом щіток. В машинах постійного струму потужністю до 1 кВт, що виконуються без додаткових полюсів комутуюче поле в зоні комутації створюється зсувом щіток з геометричної нейтралі.

Для одержання необхідного ефекту щітки варто зміщати в напрямку обертання якоря в генераторів і проти обертання в двигунів.

Компенсаційна обмотка. Додаткові полюси компенсують дію реакції якоря тільки в зоні комутації. Поза цією зоною реакція якоря продовжує спотворювати основне поле (рис. 10.23). Це приводить до різкої різниці між ЕРС, наведених в сусідніх секціях обмотки якоря, і відповідно до різкої різниці потенціалів між сусідніми пластинами колектора U_k . Як тільки U_k перевершить безпечну межу, між пластинами може виникнути дуга, що, розтягуючись, перекинеться на сусідню щітку іншої полярності і перекриє поверхню колектора. Таке явище зветься *коловим вогнем*. Воно дуже небезпечне і часто тягне за собою важкі аварії машини.

Одним з ефективних засобів боротьби з коловим вогнем є компенсаційна обмотка, схематично показана на рис. 10.25. Компенсаційна обмотка вимагає великої витрати міді, тому застосовується тільки в тих випадках, коли машина працює у важких умовах, – прокатні гребні двигуни, генератори великої потужності і т.д.

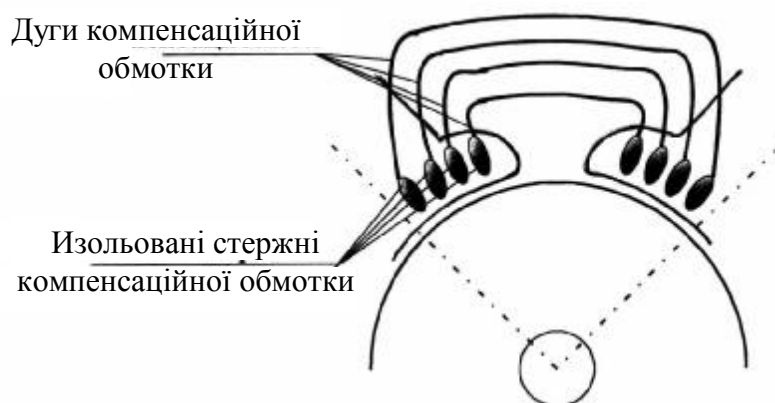


Рис. 10.25. Машина постійного струму з компенсаційною обмоткою.

В полюсні наконечники головних полюсів укладаються провідники (стержні), що з'єднуються за схемою, зазначеною на рисунку, і включаються послідовно з обмоткою якоря. Струм в компенсаційній обмотці повинний мати такий

напрямок і таку величину, щоб МРС була спрямована назустріч МРС якоря і дорівнювала їй по величині. В цих умовах усе відбувається так, ніби в машині зовсім не існує реакції якоря.

Причини іскріння *механічного характеру* усуваються підвищенням культури виробництва й експлуатації машин постійного струму.

§ 10.7. Генератори постійного струму

10.7.1 Способи збудження.

Струм, що протікає в обмотці збудження основних полюсів, створює основний магнітний потік Φ_0

Властивості генераторів постійного струму визначаються в основному способом живлення їхніх обмоток збудження. У залежності від цього розрізняють генератори:

- з незалежним збудженням – обмотка збудження одержує живлення від стороннього джерела постійного струму (рис. 10.26, а);
- з паралельним збудженням – обмотка збудження підключена до обмотки якоря паралельно навантаженню R_H (рис. 10.26, б);
- з послідовним збудженням – обмотка збудження ввімкнена послідовно з обмоткою якоря і навантаженням (рис. 10.26, в);
- зі змішаним збудженням – мають дві обмотки збудження: одна підключена паралельно навантаженню, а інша – послідовно з ним (рис. 10.26, г).

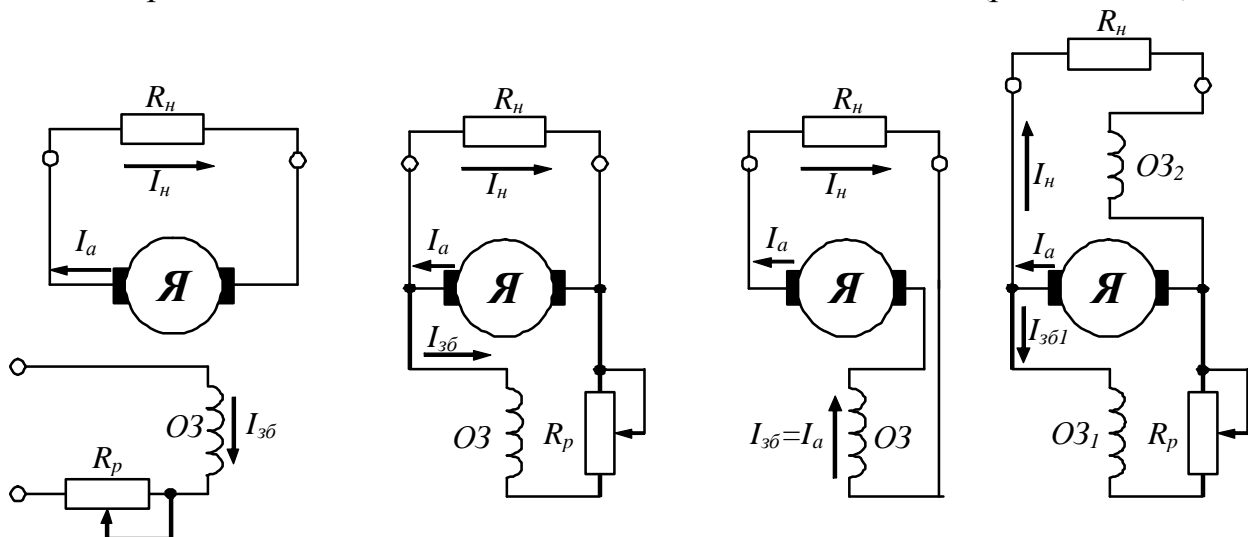


Рис. 10.26. Схеми генераторів постійного струму: а – з незалежним збудженням; б – з паралельним збудженням; г – з послідовним збудженням; в – зі змішаним збудженням. R_H – опір навантаження

Розглянуті генератори мають подібну конструкцію і відрізняються лише виконанням обмотки збудження. Обмотки незалежного і паралельного збудження мають велике число витків і виготовляються з проводу малого перетину, а обмотки послідовного збудження мають мале число витків і виготовляються з проводу великого перетину. Генератори малої потужності іноді вико-

нуються з постійними магнітами. Властивості таких генераторів близькі до властивостей генераторів з незалежним збудженням.

10.7.2. Генератор з незалежним збудженням.

У генераторі з незалежним збудженням (рис 10.26, а) струм збудження $I_{зб}$ не залежить від струму якоря I_a , рівного струму навантаження I_n . Струм $I_{зб}$ визначається тільки положенням регулювального реостата R_p , ввімкненого в ланцюг обмотки збудження:

$$I_{зб} = U_{зб} / (R_{зб} + R_p), \quad (10.11)$$

де $U_{зб}$ – напруга джерела живлення; $R_{зб}$ – опір обмотки збудження; R_p – опір регулювального реостата.

Звичайно струм збудження невеликий і складає 1...3% від номінального струму якоря.

Основними характеристиками, що визначають властивості генераторів постійного струму, є характеристики холостого ходу, зовнішня і регулювальна.

Характеристика холостого ходу (рис. 10.27, а) – залежність $U_0 = f(I_{зб})$ при $I_n = 0$ і $n = const$. При холостому ході машини, коли ланцюг навантаження розімкнутий, напруга U_0 на виводах обмотки якоря дорівнює ЕРС $E_a = C_e \Phi \cdot n$. Як правило, частота обертання якоря n підтримується незмінної і напруга при холостому ході генератора залежить тільки від магнітного потоку Φ_0 , що створюється струмом збудження $I_{зб}$. Тому характеристика $U_0 = f(I_{зб})$ подібна магнітній характеристиці $\Phi_0 = f(I_{зб})$. Характеристику холостого ходу легко зняти експериментально. Спочатку встановлюють $I_{зб}$ таким, щоб U_0 приблизно дорівнювало $1.25U_{ном}$; потім зменшують струм збудження до нуля і тоді знову збільшують до вихідного значення. При цьому виходять висхідна і низхідна вітки характеристики, що виходять з однієї точки. Розбіжність цих віток пояснюється наявністю гістерезису в магнітопроводі машини. При $I_{зб} = 0$ в обмотці якоря потоком залишкового магнетизму індукуються залишкова ЕРС $E_{зал}$, що складає 2...4% від $U_{ном}$.

Досить часто (при розгляді загальних закономірностей) розходженням між висхідною і низхідною вітками зневажають, так само як і значенням ЕРС $E_{зал}$; у цьому випадку розглядають усереднену характеристику холостого ходу, що проходить через початок координат (пунктирна лінія на рис. 10.27, а).

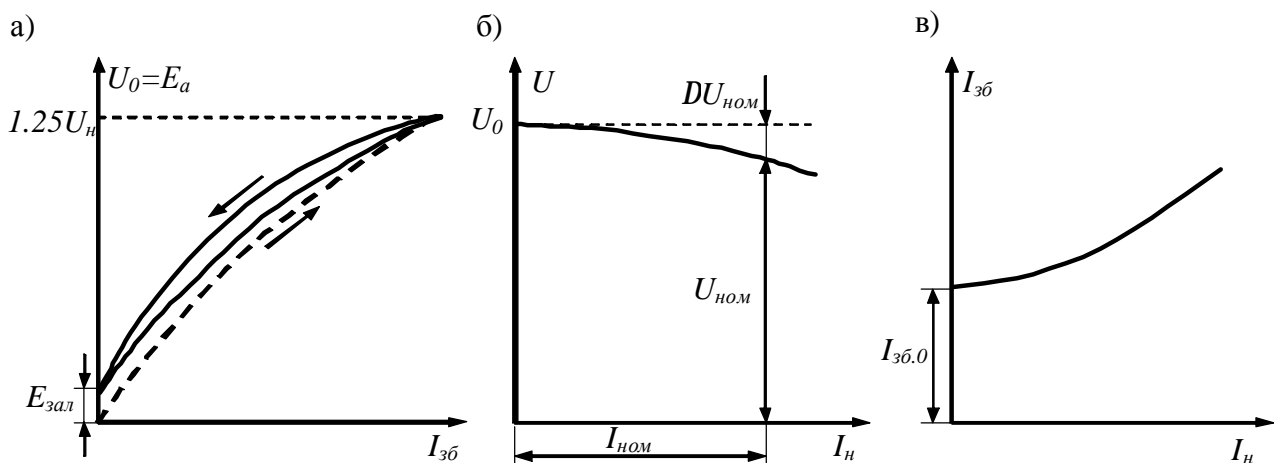


Рис. 10.27. Характеристики генератора з незалежним збудженням: а – характеристика холостого ходу; б – зовнішня характеристика; в – регулювальна характеристика

Зовнішня характеристика (рис. 10.27, б) – залежність $U = f(I_H)$ при $n = const$ і $I_{зб} = const$. У режимі навантаження напруга генератора згідно 2-му закону Кирхгофа

$$U = E_a - I_a \sum R,$$

де $\sum R$ – сума опорів всіх обмоток, ввімкнених послідовно в ланцюг якоря (якоря, додаткових полюсів і компенсаційної обмотки).

Зі збільшенням навантаження напруга U зменшується по двох причинах:

- через спад напруги в опорах обмоток машини;
- через зменшення ЕРС E_a у результаті розмагнічуючої дії реакції якоря.

Зміна напруги при переході від режиму номінального навантаження до режиму холостого ходу

$$DU = (U_0 - U_{ном}) / U_{ном}.$$

Для генераторів з незалежним збудженням вона складає 5...15%.

Регульовальна характеристика (рис. 10.27, в) – залежність $I_{зб} = f(I_H)$ при $U = const$ і $n = const$. Вона показує, яким чином варто регулювати струм збудження, щоб підтримати постійною напругу генератора при зміні навантаження. У цьому випадку в міру росту навантаження потрібно збільшувати струм збудження.

10.7.3. Генератор з паралельним збудженням

У генераторі з паралельним збудженням (рис. 10.26, б) обмотка збудження приєднана через регульовальний реостат R_p паралельно обмотці якоря. Отже, у машині використовується принцип самозбудження, при якому обмотка збудження одержує живлення безпосередньо від самого генератора.

Магнітний ланцюг машини має невеликий залишковий магнітний потік (приблизно 2–3 % номінального). При обертанні якоря в поле залишкового потоку в ньому наводиться невелика ЕРС, яка викликає деякий струм в обмотці збудження. При відповідному напрямку цього струму він збільшує магнітний потік, ЕРС у якорі зростає і процес розвивається лавиноподібно доти, поки вхідна ЕРС не буде обмежена насиченням магнітного ланцюга генератора.

Характеристика холостого ходу генератора завжди знімається при незалежному збудженні (обмотка збудження відключається від якоря і живиться від стороннього джерела) і тому аналогічна характеристиці холостого ходу генератора з незалежним збудженням (див. рис. 10.27, а).

Зовнішня характеристика генератора являє собою залежність $U = f(I_H)$ при $n = const$ і $R_{зб} = const$ (рис. 10.28, крива 1). Вона розташовується нижче зовнішньої характеристики генератора з незалежним збудженням (крива 2). Пояснюється це тим, що в розглянутому генераторі крім двох причин, які викликають зменшення напруги з ростом навантаження (спад напруги в якорі і дії розмагнічуючої реакції якоря), існує ще третя причина – зменшення струму збудження $I_{зб} = U / (R_{зб} + R_p)$, який залежить від напруги U , що знижується при зростанні

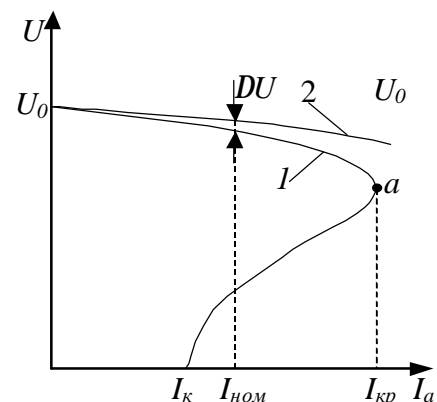


Рис. 10.28. Зовнішні характеристики генераторів з незалежним і паралельним збудженням.

струму I_H . При номінальному навантаженні зниження напруги складає 10-18% від напруги холостого ходу U_0 .

Якщо струм навантаження (шляхом зменшення опору R_H) збільшується до значень, більших номінального $I_{ном}$, то результуючий магнітний потік генератора помітно зменшується, як через реакцію якоря, так і через зменшення струму збудження. Генератор сильно розмагнічується і тепер малі зменшення $I_{зб}$ будуть викликати все більші зменшення потоку Φ і напруги U . Починаючи з точки a подальше зменшення опору навантаження R_H не тільки не викликає збільшення I , а навпаки, відбувається зменшення I , тому що напруга U спадає швидше R_H . Струм навантаження $I_{кр}$ відповідний точці перегину зовнішньої характеристики, звичайно в 2 – 2,5 рази перевищує $I_{ном}$.

Регульовальна характеристика $I_{зб} = f(I)$ при $n = const$, $U = const$ генератора паралельного збудження на графіку проходить трохи вище регульовальної характеристики генератора з незалежним збудженням через більшу зміну напруги U .

10.7.4. Генератори зі змішаним збудженням.

У генераторі зі змішаним збудженням (рис. 10.26, з) є дві обмотки збудження: паралельна і послідовна. Узгоджене ввімкнення двох обмоток дозволяє одержати приблизно постійну напругу генератора при зміні навантаження. Зовнішня характеристика генератора (рис. 10.29) у першому наближенні може бути представлена у виді суми характеристик, створених окремо кожної з обмоток збудження. При ввімкненні тільки однієї паралельної обмотки, по якій проходить струм збудження $I_{зб1}$, напруга генератора U поступово зменшується з ростом струму навантаження I_H (крива 1). При ввімкненні однієї послідовної обмотки, по якій проходить струм збудження $I_{зб2} = I_H$, напруга U зростає зі збільшенням струму I_H (крива 2). Підбираючи число витків послідовної обмотки так, щоб при номінальному навантаженні створювана нею напруга $U_{посл}$ компенсувала сумарний спад напруги DU при роботі машини з однією тільки паралельною обмоткою, можна домогтися, щоб напруга U при зміні струму навантаження від нуля до $I_{ном}$ залишалася майже незмінною (крива 3). Практично вона змінюється в межах 2...3%. Збільшуючи число витків послідовної обмотки, можна одержати характеристику, при якій $U_{ном} > U_0$ (крива 4). Така характеристика забезпечує компенсацію спаду напруги не тільки у внутрішньому опорі $\sum R$ генератора, але й у лінії, що з'єднує його з навантаженням. Якщо послідовна обмотка ввімкнена так, що її МРС спрямована проти МРС паралельної обмотки (зустрічне ввімкнення), то зовнішня характеристика генератора при більшому числі витків послідовної обмотки круто падає (крива 5). Зустрічне ввімкнення послідовної і паралельної обмоток збудження застосовується в зварювальних генераторах і інших спеціальних машинах, де потрібно обмежити струм короткого замикання.

Генератори постійного струму, що випускаються вітчизняною промисловістю, мають здебільшого паралельне збудження. Як правило для поліпшення виду зовнішньої характеристики також вони мають невелику послідовну обмотку (один – три витки на полюс).

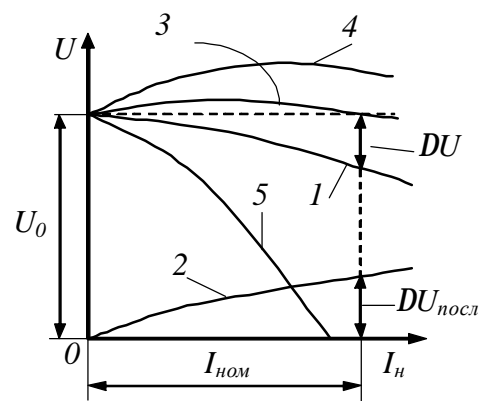


Рис. 10.29. Схема генератора зі змішаним збудженням (а) і його зовнішні характеристики (б)

§ 10.8. Електродвигуни постійного струму

10.8.1. Основні рівняння електричної машини в режимі двигуна

Машина постійного струму з незалежним чи паралельним збудженням, підключена до мережі з постійною напругою U , може працювати як у генераторному, так і в двигунному режимах і переходити з одного режиму в інший.

Для контуру "обмотка якоря – електрична мережа" можна, відповідно до другого закону Кирхгофа, написати рівняння

$$U = E_a + I_a \sum R, \quad (10.14)$$

де E_a – ЕРС, що наводиться в обмотці якоря; $\sum R$ – сумарний опір ланцюга якоря.

Рівняння показує, що прикладена до якоря від зовнішньої мережі напруга врівноважується ЕРС якоря (у випадку двигуна це противо-ЕРС, тому що вона спрямована протилежно току якоря, а отже, і напрузі U) і спадом напруги в опорах ланцюга якоря. Так як в двигуні при навантаженні $I_a > 0$, то $U > E$. Але ця різниця невелика (не перевищує 8-10%), тому що опір обмоток якоря малий.

При роботі машини постійного струму в двигунному режимі ЕРС E_a та обертаючий момент M визначають тими ж формулами, що і для генератора:

$$E_a = c_e \Phi \cdot n \quad \text{та} \quad M = c_M \Phi I_a,$$

але момент має протилежний напрямок.

Властивості двигунів постійного струму, як і генераторів, в основному визначаються способом живлення обмотки збудження. У зв'язку з цим розрізняють двигуни з паралельним, незалежним, послідовним та і змішаним збудженням. Схеми ввімкнення двигунів відрізняються від схем ввімкнення відповідних генераторів тільки наявністю пускового реостата в ланцюзі якоря, що вводиться для обмеження струму при пуску двигунів.

10.8.2. Двигун з паралельним збудженням

У двигуні з паралельним збудженням (рис. 10.30) обмотка збудження підключена паралельно з обмоткою якоря до мережі живлення. У ланцюг обмотки збудження ввімкнений регульовальний реостат R_p , а в ланцюг якоря – пусковий реостат R_n . Характерною рисою двигуна є те, що струм збудження $I_{зб}$ не залежить від струму якоря I_a (струму навантаження), тому живлення обмотки збудження тут еквівалентно незалежному збудженню.

При відсутності регулювання, тобто при не-

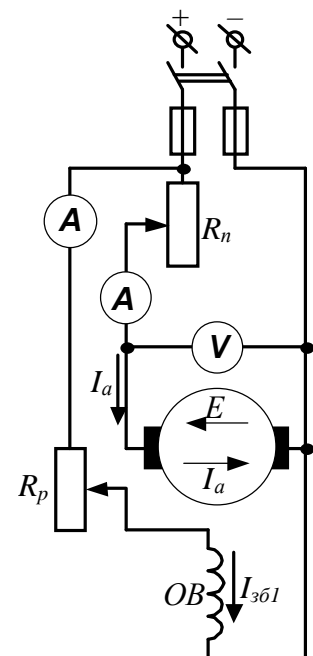


Рис. 10.30. Схема двигуна паралельного збудження

змінному опорі в ланцюзі обмотки збудження, струм збудження $I_{зб}$ постійний. Тому, зневажаючи дією розмагнічуючої реакції якоря, можна вважати, що і магнітний Φ потік двигуна не залежить від навантаження. При цій умові моментна характеристика двигуна $M = f(I_a)$ прямолінійна і проходить через початок координат (рис. 10.31 пряма M):

$$M = c_M \Phi I_a = k_1 I_a, \quad (10.17)$$

де $k_1 = \Phi c_M = const$

Вираз для швидкісної характеристики двигуна $n = f(I_a)$ при $I_{зб} = const$ одержують зі співвідношення (10.14) після підстановки в нього значення $E_a = c_e n \Phi$:

$$n = \frac{U - I_a \sum R}{c_e \Phi} = n_0 - Dn, \quad (10.18)$$

де $n_0 = U / c_e \Phi$ – частота обертання при холостому ході ($M=0$); $Dn = \frac{I_a \sum R}{c_e \Phi}$ – зміна частоти обертання, обумовлена зростанням навантаження (струм $I_a > 0$).

Вид швидкісної характеристики наведений на рис. 10.31 (пряма n).

Зменшення частоти обертання при номінальному навантаженні $Dn_{ном}$ невелике і складає усього 3...5% від n_0 . Це пояснюється малим спадом напруги в обмотках ланцюга якоря.

З аналізу виразу швидкісної характеристики впливають такі можливі способи регулювання частоти обертання двигуна.

а) Зміна напруги на виводах якоря убік її зменшення. При цьому частота обертання зменшується в порівнянні з номінальною. Найпростіша схема одного з варіантів такої системи (системи генератор – двигун, Г-Д) приведена на рис. 10.32. В цій системі якір двигуна ЯД незалежного збудження з'єднаний з якорем генератора ЯГ незалежного збудження, що приводиться в обертання приводним двигуном ДП. Обмотки збудження двигуна ОЗД і генератора ОЗГ одержують живлення від стороннього джерела постійного струму через реостат r_1 і потенціометр r_2 . Рівняння механічної характеристики $n = f(M)$ двигуна в системі Г-Д має вид:

$$n = U - \frac{I_a (R_D + R_\Gamma)}{c_e F} = \frac{E_\Gamma}{c_{eD} \Phi_D} - \frac{M (R_\Gamma + R_D)}{c_{eD} c_{mD} \Phi_D^2} = n_0 - Dn. \quad (23.15)$$

Як видно, механічна характеристика $n = f(M)$ являє собою пряму лінію. Внаслідок невеликого сумарного опору $r_\Gamma + r_D$ механічна характеристика виходить досить жорсткою.

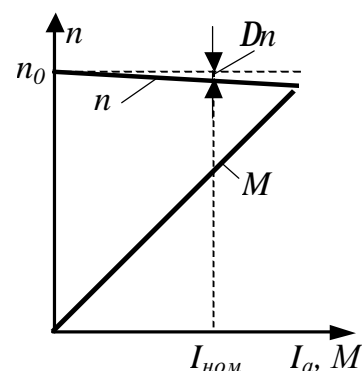


Рис. 10.31. Залежність моменту і частоти обертання від струму якоря в двигуні з паралельним збудженням

Механічні характеристики при різних значеннях ЕРС генератора являють собою сімейство паралельних ліній (рис. 10.32, б) і, наприклад, при моменті M_{cm} виявляється можливим одержати частоти обертання n_1, n_2, n_3, n_4 .

Крім широкого діапазону регулювання частоти обертання система Г-Д має ряд інших достоїнств. Одне з них полягає в тому, що керування двигуном здійснюється шляхом впливу на коло обмоток збудження, потужності яких відносно невеликі.

До основних недоліків системи Г-Д варто віднести велике число машин, порівняно низький ККД, значні габаритні розміри і високу вартість.

З розвитком напівпровідникової техніки виявилось можливим позбутися від недоліків, властивій системі Г-Д, шляхом використання замість генератора з приводним двигуном напівпровідникового (тиристорного, транзисторного) перетворювача змінного струму в постійний з регульованою напругою. В системах з тиристорним перетворювачем можна одержати характеристики, аналогічні характеристикам систем Г-Д.

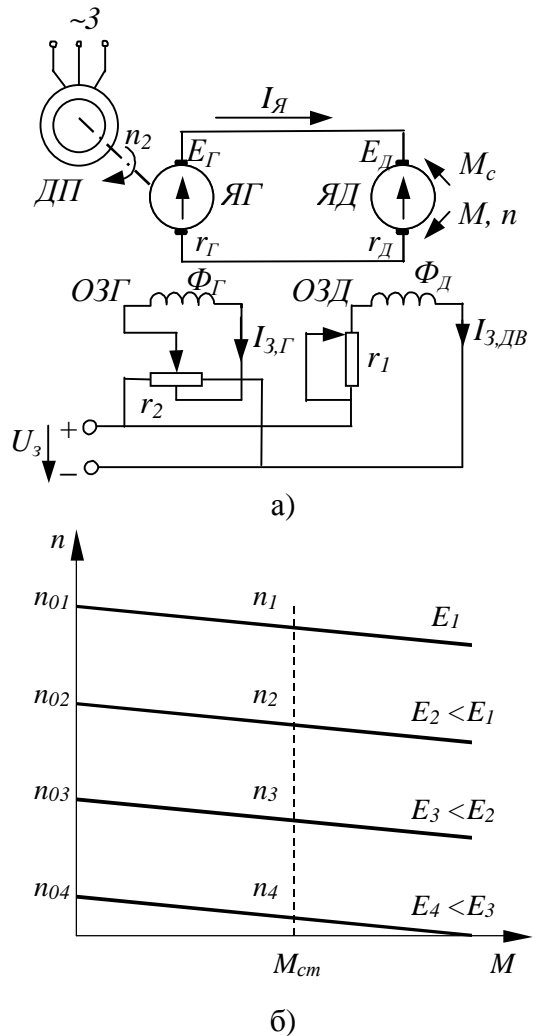


Рис.10.32. Схема найпростішої системи генератор-двигун (а) та механічні характеристики двигуна (б) в цій системі

б) Регулювання частоти обертання шляхом зміни опору кола якоря – ввімкнення опору R_δ в ланцюг якоря, подібно опору R_n (рис. 10.33). При цьому з ростом навантаження частота обертання двигуна зменшується більш різко, чим при роботі без R_δ згідно виразу

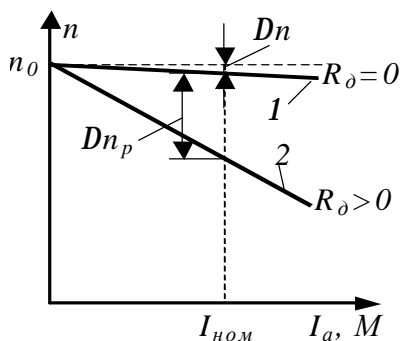


Рис. 10.33. Швидкісні характеристики двигуна з паралельним збудженням при наявності реостата в ланцюзі $R_\delta > 0$ якоря

$$n = \frac{U - I_a (\sum R + R_\delta)}{c_e \Phi} = n_0 - Dn_p,$$

$$\text{де } Dn_p = \frac{I_a (\sum R + R_\delta)}{c_e \Phi}.$$

Це наочно видно з рис. 10.33, де приведені характеристики двигуна з паралельним збудженням: 1 – природна (при $R_\delta = 0$); 2 – реостатна (при $R_\delta > 0$). Частоти обертання при холостому ході для обох характеристик рівні, у той час як розміри зменшення частоти обертання Dn при навантаженні різні.

Даний спосіб дозволяє тільки зменшити частоту обертання. Недоліком способу є виникнення великих втрат потужності в реостаті R_p , особливо при низьких частотах обертання, тому що по ньому протікає значний по величині струм якоря.

в) Зміна магнітного потоку збудження. Для цього необхідно регулювати за допомогою реостата R_p струм збудження двигуна, звичайно "вниз", тобто зменшувати. При цьому частота обертання буде збільшуватися. Спосіб простий і економічний, тому широко використовується на практиці, однак він може бути застосовний у порівняно невеликому діапазоні зміни n ; звичайно

$$\frac{n_{max}}{n_{min}} = 2 \div 3.$$

Механічна характеристика $n = f(M)$ визначає зв'язок між частотою обертання і моментом двигуна.

У двигуні з паралельним збудженням $M = k_1 I_a$ і тому рівняння швидкісної характеристики можна легко перетворити в рівняння механічної характеристики:

$$n = \frac{U - I_a \sum R}{c_e \Phi} = \frac{U - M \sum R / k_1}{c_e \Phi} = n_0 - \frac{M \sum R}{k_1 c_e \Phi}, \quad (10.19)$$

тобто швидкісна характеристика перетворюється в механічну шляхом зміни масштабу по осі абсцис (рис. 10.33, пряма n).

З виду механічної характеристики випливає, що при зміні моменту опору на у валу двигуна частота його обертання міняється незначно. Така характеристика називається "твердою".

10.8.3. Двигун з послідовним збудженням

У двигуні з послідовним збудженням – ДПЗ (рис. 10.34, а) струм збудження дорівнює струму якоря $I_{зб} = I_a$, тому магнітний потік Φ є функцією струму якоря I_a . Характер цієї функції змінюється в залежності від навантаження двигуна. При струмі якоря $I_a < (0.8...0.9) I_{ном}$, коли магнітна система машини не насичена, $\Phi = k_\Phi I_a$.

При ненасиченій магнітній системі моментна характеристика має вид квадратичної параболи:

$$M = c_M \Phi I_a = c_M k_\Phi I_a^2 = k_2 I_a^2, \quad (10.20)$$

а швидкісна характеристика – вид гіперболи (штрихові лінії на рис. 10.34, б):

$$n = \frac{(U - I_a \sum R)}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e k_\Phi I_a} - \frac{\sum R}{c_e k_\Phi} = k_3 \frac{U}{I_a} - k_4. \quad (10.21)$$

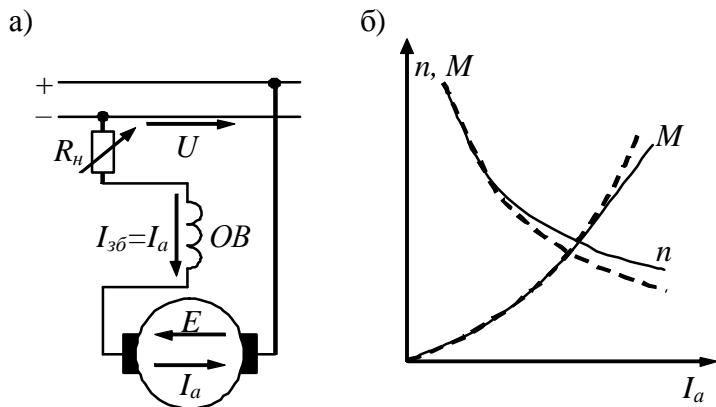


Рис 10.34. Схема двигуна з послідовним збудженням (а) і залежності його моменту і частоти обертання від струму якоря (б)

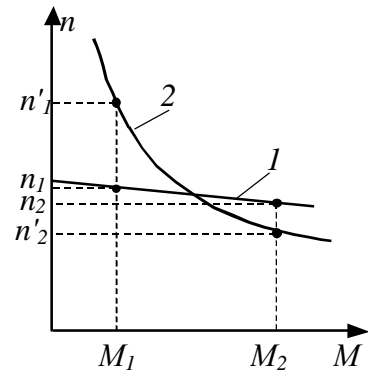


Рис.10.35. Механічні характеристики двигунів постійного струму: 1– для двигуна з паралельним збудженням, 2 – для ДПЗ

При великих струмах починає позначатися насичення магнітної системи і зміна моменту і швидкості сповільнюється (суцільні лінії на рис. 10.34, б).

Для ненасиченого двигуна з послідовним збудженням, згідно (10.20)

$$I_a = \sqrt{M / k_2},$$

внаслідок чого

$$n = \frac{U - I_a \sum R}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e k_\Phi I_a} - \frac{\sum R}{c_e k_\Phi} = \frac{k_3 U}{\sqrt{M / k_2}} - k_4 = \frac{k_5 U}{\sqrt{M}} - k_4. \quad (10.22)$$

Механічна характеристика, побудована по формулі (10.22), показана на рис. 10.35 (крива 2).

З порівняння механічних характеристик, зображених на рис. 10.35 випливає, що при зміні моменту опору на валу двигуна з послідовним збудженням швидкість змінюється значно. Таку характеристику називають "м'якою".

З виразу (10.21) швидкісної характеристики випливає, що для регулювання частоти обертання двигуна з послідовним збудженням (ДПЗ) застосовують ті ж способи, що і для двигуна з паралельним збудженням. Магнітний потік у двигуні змінюють за допомогою регулювальних реостатів, ввімкнених паралельно обмотці збудження $R_{p.зб.}$ чи паралельно обмотці якоря $R_{p.a.}$ (рис. 10.36). В цьому випадку через наявність реостата зменшується струм $I_{зб}$ в обмотці збудження, внаслідок чого магнітний потік також зменшується, а частота обертання, при даному навантаженні, збільшується (крива 2 на рис. 10.37).

При ввімкненні реостата $R_{p.a.}$ (шунтування обмотки якоря) в обмотці збудження (реостат $R_{p.зб.}$ відключений) протікає сума струмів $I_a + I_{ша}$, що збільшує магнітний потік і, отже, приводить до зменшення частоти обертання (крива 3 рис. 10.37). Останній спосіб регулювання неекономічний.

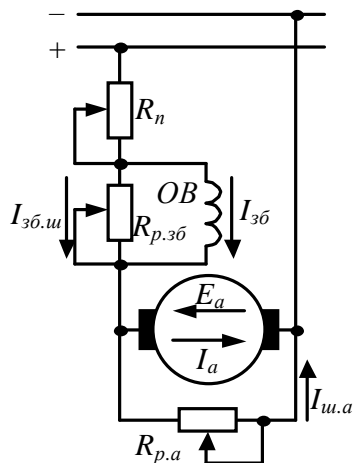


Рис. 10.36. Ввімкнення регулювальних реостатів у двигуні з послідовним збудженням.

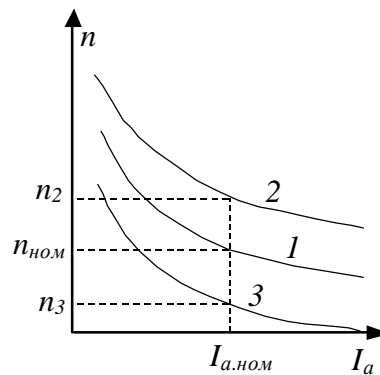


Рис. 10.37. Швидкісні характеристики ДПЗ: 1 – природна; 2 – при шунтуванні обмотки збудження; 3 – при шунтуванні обмотки якоря

10.8.4. Двигун зі змішаним збудженням

У двигуні зі змішаним збудженням (рис. 10.38, а) магнітний потік Φ створюється в результаті спільної дії двох обмоток збудження – паралельної і послідовної. Тому його швидкісна характеристика (рис. 10.38, б, криві 3 і 4) розташовується між характеристиками двигунів з паралельним (пряма 1) і послідовним (крива 2) збудженнями. У залежності від співвідношення МРС паралельної і послідовної обмоток при номінальному режимі можна наблизити характеристику двигуна зі змішаним збудженням до характеристики 1 (при малій МРС послідовної обмотки) чи до характеристики 2 (при малій МРС паралельної обмотки). Таким чином, характеристики двигуна зі змішаним збудженням є проміжними між характеристиками двигунів з паралельним і послідовним збудженням, причому за бажанням можна виконати двигун з будь-якою проміжною характеристикою.

Двигуни зі змішаним збудженням через наявність у них двох обмоток збудження, ізолюваних друг від друга, складніші у виготовленні і дорожче, ніж двигуни з паралельним або послідовним збудженням.

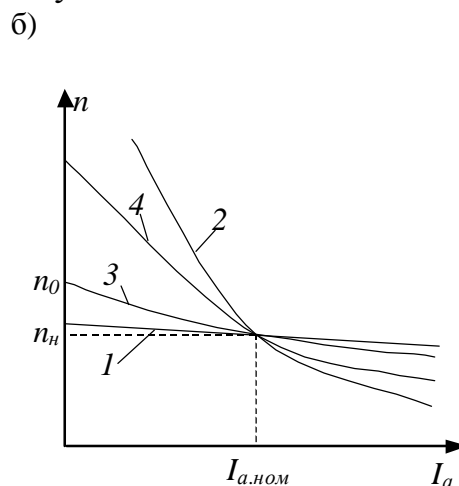
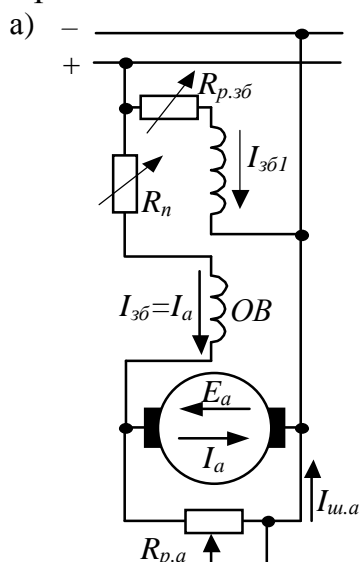


Рис. 10.38. Схема двигуна зі змішаним збудженням (а) і його швидкісні характеристики (б)

10.8.4. Пуск у хід двигунів постійного струму

Пускові властивості двигунів постійного струму, як і двигунів змінного струму, оцінюються наступними показниками:

- кратністю пускового струму I_n / I_n ;
- кратністю пускового моменту M_n / M_n ;
- тривалістю пускової операції t_n (с);
- економічністю пускової операції, з погляду витрат на устаткування і наступні експлуатаційні витрати.

Ці показники залежать у першу чергу від способів пуску в хід двигунів.

Пряме ввімкнення в мережу. Цей спосіб пуску простий, не вимагає спеціальної апаратури. Однак має той істотний недолік, що в момент вмикання двигуна в мережу відбувається кидок пускового струму.

Цей пусковий струм визначається співвідношенням:

$$I_n = (U - E_a) / R_a, \quad (10.23)$$

де $E_a = c_e n \Phi = 0$, тому що $n = 0$.

Отже:

$$I_n = U / R_a. \quad (10.24)$$

Як правило у двигунів постійного струму опір кола якоря R_a менше 1 Ом , тому пусковий струм у 10 і більше разів перевищує номінальний струм.

Цим способом, як правило, пускаються в хід тільки двигуни малої потужності, у яких опір кола якоря відносно великий.

Реостатний пуск. При цьому способі пуску в момент ввімкнення двигуна в мережу в коло якоря ввімкнений додатковий опір пускового реостату R_n . При цьому пусковий струм обмежується величиною

$$I_n = U / (R_a + R_n). \quad (10.25)$$

Величину опору пускового реостата в двигунів постійного струму вибирають таким чином, щоб кратність пускового струму не перевищувала наступні величини: $I_n / I_n = 1,4 \div 1,7$ – для двигунів понад 1000 кВт ; $I_n / I_n = 1,7 \div 2,5$ – для двигунів до 1000 кВт .

Принципова схема цього способу пуску на прикладі двигуна паралельного збудження приведена на рис. 10.39, а.

Вмикання двигуна виконується замиканням лінійного контактора L , при цьому послідовно з колом якоря ввімкнений опір пускового реостата R_n і пусковий струм обмежується до зазначеної вище кратності.

По мірі розгону двигуна ступені пускового реостата автоматично шунтуються і, коли пуск завершиться, той опір R_n буде цілком зашунтовано. Цей спосіб пуску двигунів постійного струму одержав найбільше поширення. Механічні характеристики, отримані при цьому пуску наведені на рис.10.39, б.

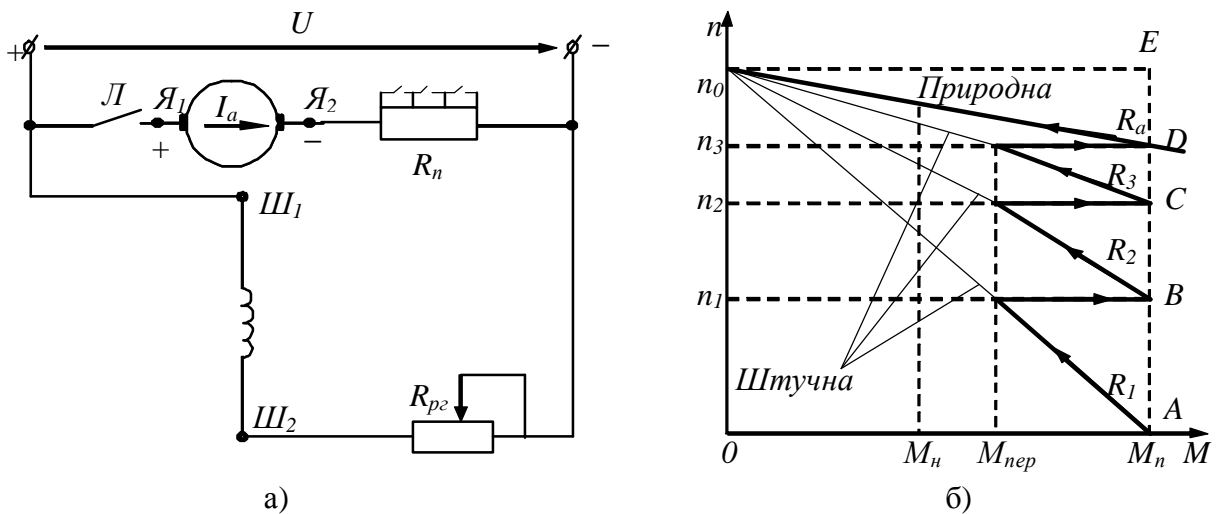


Рис.10.39. Принципова схема пуску (а) і побудова графіка пускового моменту (б) двигуна постійного струму паралельного збудження

Пуск при зниженій напрузі. Цей спосіб пуску застосовується в системах Г-Д, у яких двигун живиться від окремого генератора. У таких системах доцільно при ввімкненні двигуна живити його зниженою за рівнем напругою. При цьому пусковий струм дорівнює: $I_n = U / R_a$ і може бути обмежений будь-якою кратністю.

Оскільки системи Г-Д використовуються тільки в спеціальних установках, цей спосіб пуску двигунів має обмежене застосування.

Пуск в хід двигунів постійного струму послідовного збудження в основному протікає так само, як і паралельного, з тієї, однак, істотною різницею, що двигун послідовного збудження ні в якому випадку не можна пускати без навантаження. Це впливає з властивості його швидкісної характеристики $n = f(I_a)$ (див. 10.21).

При зменшенні навантаження, тобто M_{ct} , одночасно буде зменшуватися струм I_a і потік Φ , а частота (швидкість) обертання буде рости. При значному зменшенні навантаження збільшення частоти обертання може перевищити механічно припустимі межі, і двигун може потерпіти аварію (розрив бандажів, псування обмотки і т.д.). Тому *двигуни постійного струму послідовного збудження запускають під навантаженням не менш як $0.25P_n$.*

§ 10.9. Втрати і коефіцієнт корисної дії машини постійного струму

У машинах постійного струму, як і в інших електричних машинах, мають місце магнітні, електричні і механічні втрати (складові групи основних втрат) і додаткові втрати.

Магнітні втрати p_m відбуваються тільки в сердечнику якоря, тому що тільки цей елемент магнітопровода машини постійного струму піддається перемагнічуванню. Величина магнітних втрат, що складаються з втрат від гістерезису і втрат від вихрових струмів, залежить від частоти перемагнічування,

значень магнітної індукції в зубцях і спинці якоря, товщини листів електротехнічної сталі, її магнітних властивостей і якості ізоляції цих листів між собою у пакеті якоря і визначається як

$$P_m = U_{ном} I_{a0} , \quad (10.26)$$

де $U_{ном}$ – номінальна напруга, I_{a0} – струм холостого ходу.

Електричні втрати в колекторній машині постійного струму приводять до нагріву обмоток і щіткового контакту.

– втрати в ланцюзі збудження визначаються втратами в обмотці збудження й у реостаті, ввімкненням у ланцюг збудження:

$$P_{езб} = I_{зб} U_{зб}$$

де $U_{зб}$ – напруга на затискачах ланцюга збудження; $I_{зб}$ – струм у ланцюзі збудження

– втрати в обмотках ланцюга якоря

$$P_{ea} = I_{a0}^2 \sum R \quad (10.27)$$

де $\sum R$ опір обмоток у ланцюзі якоря, приведений до розрахункової робочої температури.

– електричні втрати в контактні щіток з колекторними пластинами:

$$P_{щ} = DU_{щ} I_{щ} , \quad (10.28)$$

де $DU_{щ}$ – перехідне спадання напруги, В, на щітках.

Електричні втрати в ланцюзі якоря й у щітковому контактні залежать від навантаження машини, тому ці втрати називають *змінними*.

Механічні втрати. У машині постійного струму механічні втрати складаються з втрат від тертя щіток об колектор, тертя в підшипниках та на вентиляцію. Їх можна записати як

$$P_{мех} = P_{кол} + P_{тр} + P_{вен} , \quad (10.29)$$

Механічні і магнітні втрати при стабільній частоті обертання ($n = const$) можна вважати постійними.

Сума магнітних і механічних втрат складають втрати в режимі холостого ходу машини:

$$P_0 = P_m + P_{мех} . \quad (10.30)$$

Деякі втрати в машинах постійного струму важко врахувати. Їх називають додатковими (p_δ) і приймають рівними 1 % від корисної потужності для генераторів або 1 % від підводимої потужності для двигунів.

Потужність (Вт) *на вході машини* постійного струму (підводима потужність):

для генератора (механічна потужність)

$$P_{1ген} = M_1 \omega = 0.105 M_1 n, \quad (10.33)$$

де M_1 – обертаючий момент приводного двигуна, Н м;

для двигуна (електрична потужність)

$$P_{1дв} = UI. \quad (10.34)$$

Потужність (Вт) на **виході машини** (корисна потужність):
для генератора (електрична потужність)

$$P_{2ген} = UI; \quad (10.35)$$

для двигуна (механічна потужність)

$$P_{2дв} = 0.105 M_2 n, \quad (10.36)$$

де M_2 – момент на валу електричної машини.

Коефіцієнт корисної дії електричної машини являє собою відношення вихідної (корисної) потужності P_2 до підведеної (споживаної) P_1 .

$$h = \frac{P_2}{P_1}. \quad (10.37)$$

Визначивши сумарну потужність перерахованих вище втрат

$$\sum p = p_m + p_{мех} + p_{е.зб} + p_{е.а} + p_{щ} + p_{д} \quad (10.38)$$

можна підрахувати ККД машини по одній з наступних формул:

для генератора:

$$h_{ген} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{UI}{UI + \sum p} = 1 - \frac{\sum p}{UI + \sum p}; \quad (10.39)$$

для двигуна

$$h_{дв} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{UI - \sum p}{UI} = 1 - \frac{\sum p}{UI}. \quad (10.40)$$

Звичайно ККД машин постійного струму складає 0,75 – 0,90 для машин потужністю від 1 до 100 кВт і 0,90 – 0,97 для машин потужністю понад 100 кВт. Набагато менше ККД машин постійного струму малої потужності. Наприклад, для машин потужністю від 5 до 50 Вт $h = 0,15 – 0,50$. Зазначені значення ККД відповідають номінальному навантаженню машини.

§ 10.10. Типи машин постійного струму

Вітчизняною промисловістю виготовляються машини постійного струму (переважно двигуни) широкого діапазону потужностей різних конструктивних виконань, призначені для застосування у всіх галузях народного господарства. Виготовлення машин ведеться, як правило, серіями, при цьому поряд із серіями машин загального призначення випускаються серії машин спеціального призначення (для металургійної, гірничодобувної промисловості, для транспорту і т.п.).

Перша загальносоюзна серія машин постійного струму була створена в 1956 р. Вона була названа серією П. У цій серії вперше була встановлена нормалізована шкала номінальних потужностей і номінальних частот обертання машин. Машини серії П склалися з трьох груп конструктивно подібних відрізків серії: машини потужністю від 0,3 до 200 кВт (1 – 11-й габарити), машини потужністю 200 – 1400 кВт (12 – 17-й габарити) і машин потужністю понад 1400 кВт (18 – 26-й габарити).

Габарит машини визначається діаметром якоря, що нормалізований. Для кожного габариту встановлюють дві довжини сердечника. Виконання двигунів єдиної серії П від 1-го до 11-го габариту по ступені захисту відповідає IP22, по способі охолодження – IC01 чи IC05. Збудження змішане.

Найбільш широке застосування в даний час одержали машини постійного струму загального призначення серії 2П створеної до 1974 р. Вона була спроектована в повній відповідності з рекомендаціями Міжнародної електротехнічної комісії (МЕК).

В основу цієї серії покладений поділ машин по висотах осі обертання, як це зроблено в серії трифазних асинхронних двигунів 4А. Єдина серія 2П має 11 габаритів машин по висотах осі обертання: 90, 100, 112, 132, 160, 180, 200, 225, 250, 280 і 315 мм при частоті обертання від 750 до 4000 об/хв. Діапазон потужностей машини серії 2П складає: для двигунів – від 0,17 до 200 кВт, для генераторів – від 0,37 до 180 кВт.

На кожному з 11 габаритів по висоті осі обертання роблять машини двох довжин станини (М і L) з уніфікованими розмірами (один штамп пластин сердечника якоря). Крім того, у серії 2П прийняті чотири виконання по способі захисту й охолодженню машин:

- а) захищене виконання із самовентиляцією – 2ПН;
- б) захищене виконання з незалежною вентиляцією від стороннього вентилятора – 2ПФ;
- в) закрите виконання з природним охолодженням – 2ПБ;
- г) закрите виконання з обдувом від стороннього вентилятора – 2ПО.

Двигуни серії 2П призначені для роботи як від джерел постійного струму, так і від тиристорних перетворювачів. Двигуни серії 2П виготовляються з незалежним збудженням при напрузі збудження 110 і 220 В незалежно від напруги ланцюга якоря (110, 220, 340 і 440 В).

Двигуни потужністю до 200 кВт випускають з номінальними частотами обертання 750, 1000, 1500, 2200, 3000 об/хв. Частота обертання двигунів може регулюватися як зміною напруги якірного ланцюга, так і ослабленням поля головних полюсів. Збільшення частоти ослабленням поля допускається до 3500 об/хв при номінальній частоті обертання 1500 об/хв чи до 3000 об/хв при номінальній частоті обертання 1000 об/хв і нижче.

Генератори постійного струму серії 2П виготовляються тільки в захищеному виконанні (2ПН). Збудження генераторів змішане, паралельне чи незалежне. При незалежному збудженні напруга на обмотку збудження подається 110 чи 220 В незалежно від напруги ланцюга якоря (110, 230 і 460 В).

Умовна позначка типу двигуна містить у собі: назва серії (2П), виконання по способі захисту й охолодженню, висоту осі обертання, номер довжини станини, кліматичне виконання. Приклад умовної позначки двигуна серії 2П: **2ПН112МГУ4** – двигун захищеного виконання із самовентиляцією, висота осі обертання 112 мм, першої довжини, укомплектований тахогенератором, кліматичне виконання В4 за ДСТ 15150 – 610.

Наприкінці 70-х років було почате проектування й у 1984 м, довершене освоєння нової серії **4П** двигунів постійного струму, на базі яких створюються регульовані електроприводи з високими динамічними й експлуатаційними показниками для нестатків верстатобудування й інших областей машинобудування. Двигуни серії 4П мають діапазон регулювання частоти обертання 1:5 при регулюванні магнітним потоком двигуна і 1:1000 при тиристорному регулюванні напруги в ланцюзі якоря [5 16 коп проект].

Конструктивно ці двигуни виконані закритими, зі ступенем захисту IP44, з цілком шихтованим магнітопроводом статора, запресованим у круглий чавунний чи алюмінієвий корпус. Спосіб охолодження – IC0041 (без вентиляції) чи IC0141 з поверхневим охолодженням за допомогою вентилятора, встановленого на валу двигуна. При прямокутному перетині пакета статора двигуни виконують без корпусу, спосіб охолодження – IC06 чи IC05.

За умовами експлуатації серія 4П випускається для нормальних умов і для тяжких умов експлуатації, що відповідають їхній роботі в механізмах екскаваторів, бурових установок, в устаткуванні металургійного виробництва, у крановому устаткуванні й ін.

Закриті і двигуни, що обдуваються, потужністю до 10 кВт із регулюванням частоти обертання магнітним потоком складають майже 2/3 загальної потреби народного господарства в машинах постійного струму.

Для підвищення технологічності конструкції двигунів серії 4П и використання в їхньому виробництві технологічного устаткування, створеного під серію 4А асинхронних двигунів, магнітопровід статора цих машин уніфікований з пакетом статора асинхронних машин. При такій конструкції магнітопровода статора машин серії 4П обмотка збудження укладається в два пази в межах полюсної дуги основного потоку, а у всіх інших пазах рівномірно розташовується компенсаційна обмотка. Розподіл обмоток збудження і компенсаційної обмотки в пазах магнітопровода статора дозволяє забезпечити повну компенсацію реакції якоря не тільки в режимах номінального навантаження, але і при великих кратностях перевантаження по струму якоря.

Розподіл обмоток по пазах статора одночасно поліпшує тепловіддачу обмоток, дозволяє збільшити щільність струму в обмотках збудження, компенсаційного і додаткового полюсів і совісті їх до рівнів, встановлених для статорних обмоток асинхронних машин. При застосуванні шихтованого магнітопровода статора машин постійного струму зменшується магнітна несиметрія і підвищується комутаційна надійність двигунів у стаціонарних і динамічних режимах, поліпшуються динамічні показники машини при харчуванні від тиристорних перетворювачів напруги. Ці двигуни допускають роботу без ввімкнення в коло якоря згладжуючого реактора.

Контрольні запитання

1. Поясніть будову машини постійного струму.
2. Поясніть принцип роботи машини постійного струму як генератора і двигуна.
3. Поясніть пристрій і призначення колектора.
4. Виведіть формулу для ЕРС, що наводиться в обмотці якоря.
5. Накресліть характеристику холостого ходу. Поясніть, чому при струмі збудження, рівному нулю, електрорушійна сила якоря не дорівнює нулю.
6. Від яких величин залежить ЕРС обмотки якоря?
7. Від яких величин залежить обертаючий момент двигуна постійного струму?
8. Напишіть рівняння електричного стану для генератора і двигуна.
9. Поясніть утворення постійної напруги на затискачах якоря генератора.
10. Поясніть сутність явища реакції якоря. Як вона впливає на роботу машини?

11. Що називається комутацією в машині постійного струму? Які процеси з нею зв'язані?
12. Які існують засоби ослаблення реакції якоря?
13. Які існують способи поліпшення комутації?
14. Які існують способи регулювання частоти обертання двигунів постійного струму? Укажіть переваги і недоліки цих способів.
15. Зобразіть зовнішню і регульовальну характеристики для генераторів з незалежним і паралельним збудженнями.
16. Напишіть рівняння по першому законі Кирхгофа для машини з паралельним збудженням, що працює в режимі генератора й у режимі двигуна.
17. Зобразіть схему ввімкнення двигуна з паралельним збудженням, що дозволяє реверсировати двигун.

Типові задачі

1. Двигун постійного струму паралельного збудження ввімкнений у мережу з напругою 220 В . При номінальному навантаженні і частоті обертання 1500 об/хв він споживає струм 43 А . Визначити ККД двигуна при номінальному навантаженні, якщо струм х.х. 4 А , а опору ланцюгів якоря $\sum R = 0.25\text{ Ом}$ і збудження $R_{зб} = 150\text{ Ом}$. При якому додатковому опорі, ввімкненому послідовно в коло якоря, частота обертання двигуна буде 1000 об/хв (навантажувальний момент $M_2 = \text{const}$)?
2. Електродвигун постійного струму паралельного збудження потужністю $P_{ном} = 20\text{ кВт}$ ввімкнений у мережу напругою $U_{ном} = 220\text{ В}$ і його якорем обертається з частотою $n_{ном} = 2360\text{ об/хв}$. Опір обмотки збудження при робочій температурі складає 74 Ом , а опір обмоток у ланцюзі якоря $\sum R = 0.05\text{ Ом}$. Визначити електромагнітну потужність і електромагнітний момент при номінальному навантаженні двигуна, суму магнітних і механічних втрат, а також опір пускового реостата при якому початковий пусковий струм двигуна дорівнює $2.5I_{ном}$. Падіння напруги на щітках складає $0,8\text{ В}$.
3. Знайти ЕРС генератора при частотах обертання якоря $n_1 = 1450$ і $n_2 = 2850\text{ об/хв}$, якщо магнітний потік $\Phi = 0,012\text{ Вб}$, а постійний коефіцієнт $c_e = 12$.
4. Частота обертання двигуна постійного струму зменшилася з 3000 до 1500 об/хв . Як змінилася ЕРС обмоток якоря, якщо магнітний потік залишався незмінним?
5. Напруга живлення двигуна постійного струму з паралельним збудженням $U = 220\text{ В}$. Пусковий струм якоря без пускового реостата дорівнює 275 А . Визначити струм у якорі працюючого двигуна, якщо ЕРС якоря $E = 210\text{ В}$.
6. Тяговий двигун послідовного збудження має наступні паспортні дані: $P_{ном} = 19\text{ кВт}$, $U = 220\text{ В}$; $I_{ном} = 98,6\text{ А}$; $n_{ном} = 3000\text{ об/хв}$. Обчислити потужність, що підводиться до двигуна, коефіцієнт корисної дії й обертаючий момент двигуна.
7. Визначити частоту обертання при холостому ході і номінальному обертаючому моменті, якщо регулювання частоти обертання здійснюється зміною магнітного потоку з $\Phi_{ном}$ до $\Phi = 0,5\Phi_{ном}$. Характеристики двигуна. $P_{ном} = 5\text{ кВт}$, $U = 220\text{ В}$, $I_{ном} = 30\text{ А}$, $n_{ном} = 955\text{ об/хв}$, $R_a = 0,66\text{ Ом}$.
8. Визначити обертаючий момент двигуна, якщо потужність на валу $P_2 = 10\text{ кВт}$, а частота обертання $n = 955\text{ об/хв}$.
9. Дві машини постійного струму серії П мають різні номінальні напруги. Перша $U = 110\text{ В}$, друга $U = 115\text{ В}$. Яка з машин – генератор, яка – двигун?

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

§ 11.1. Призначення і види електроприводів

Електроприводом називається електромеханічна система, що представляє собою сукупність електротехнічних і механічних пристроїв і яка призначена для перетворення електричної енергії в механічну, що використовується для приведення в рух виконавчих органів робочих машин, і забезпечуюча керування цим рухом.

До складу електропривода входять: перетворювач 1, електродвигунний 2, передатний 3 та керуючий 5 пристрої, причому передатний пристрій 3 з'єднано з виконавчими органами робочої машини 4 (рис. 11.1). Сукупність електропривода і робочої машини складає виробничий агрегат, керування яким може бути ручним чи автоматичним і здійснюватися за допомогою відповідних апаратів, приладів, а іноді допоміжних електричних машин.

Перетворюючий пристрій 1, що входить до складу електропривода, є електротехнічним пристроєм, що забезпечує перетворення напруги, його частоти, роду струму й інших показників електричної енергії. У нього входять некеровані чи керовані електромагнітні апарати, напівпровідникові пристрої, електричні машини, що забезпечують необхідні показники якості електричної енергії для створення керуючого впливу на електродвигунний пристрій 2. *Електродвигунний пристрій 2* (двигун) служить для перетворення електричної енергії в механічну за допомогою одного чи декількох електричних двигунів, а іноді, електромагнітів. *Передатний пристрій 3*, що складається з некерованих чи керованих перетворювачів, передає механічну енергію від двигуна до виконавчих органів робочої машини 4 і забезпечує узгодження швидкостей їх руху. В окремих випадках передатний пристрій 3 не застосовується. *Керуючий пристрій 5* – електротехнічний пристрій, що впливає на перетворюючий, електродвигунний або передатний пристрій для зміни відповідних електричних величин на затискачах двигуна, схеми його ввімкнення або передаточного числа передач з метою зміни режиму роботи робочої машини, а при необхідності і напрямку її обертання.

Сучасні установки промислових електроприводів відрізняються великим діапазоном номінальних потужностей двигунів – від часток кіловата до декількох десятків тисяч кіловат, забезпечують електричне керування механічною енергією і дозволяють здійснювати автоматизацію технологічних процесів.

Найпростіший електропривод складається з двигуна, що живиться безпосередньо від мережі, передатного пристрою, а також апаратів і приладів керування.

В залежності від *способу передачі механічної енергії від рухового при-*

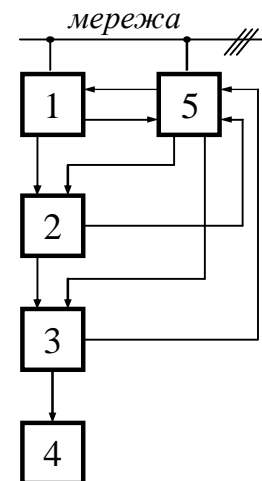


Рис. 11.1. Функціональна схема електропривода

строю до виконавчих органів робочої машини розрізняють групові, індивідуальні і багатодвигунні електроприводи.

Груповий електропривод забезпечує рух виконавчих органів декількох робочих машин чи декількох виконавчих органів однієї робочої машини. У першому випадку механічна енергія передається від вала загального двигуна механічними передачами виконавчим органам різних машин, а в другому – кожна робоча машина має свій двигун, від якого механічна енергія за допомогою різних передатних пристроїв розподіляється по декількох її виконавчих органах, що виконують відповідний технологічний процес виробництва.

Індивідуальний електропривод забезпечує рух одного виконавчого органа робочої машини. Такий електропривод дозволяє спростити передатний пристрій, відрізняється підвищеною маневреністю, дає можливість підтримувати і регулювати швидкість виконавчого органа робочої машини, здійснювати гальмування електричними методами. При цьому виді електропривода можливо здійснювати контроль за технологічним процесом, вести облік спожитої електричної енергії, впроваджувати автоматизацію. Використання двигунів спеціального виконання забезпечує найбільш гармонічний зв'язок двигуна з робочою машиною і гарантує зручність і безпеку обслуговування електропривода.

Деякі робочі машини мають кілька індивідуальних електроприводів, що спрощує їхню кінематику, зменшує кількість їхніх вузлів, знижує знос працюючих ланок і скорочує витрату електричної енергії при одночасному спрощенні обслуговування технологічного устаткування. Електроприводи, призначені для виконання основних операцій технологічного процесу, називають головними, а ті, що забезпечують допоміжні операції - допоміжними.

Багатодвигунний електропривод являє собою взаємозалежний електропривод із двома чи декількома двигунами, що працюють на один вал, зчленований з валом робочої машини. До переваг такого електропривода відносяться: можливість роботи виробничого агрегату при виході з ладу одного з двигунів, одержання різних характеристик у залежності від схеми ввімкнення, зменшення моменту інерції ланок електромеханічної системи у порівнянні з аналогічною, що має один двигун сумарної потужності.

По видах руху електроприводи бувають обертальні і лінійні, беззупинної дії і дискретні, по роду струму – постійного і змінного, причому останні, у залежності від встановленого двигуна, бувають асинхронні і синхронні. **По керованості** розрізняють – нерегульовані, регульовані і багатошвидкісні. Відповідно до **рівня автоматизації** електроприводи бувають неавтоматизовані, автоматизовані і програмно-керовані.

В нерегульованому електроприводі передбачена участь людини у виробленні початкового керуючого впливу й у наступній компенсації впливів, що обурюють. *В регульованому електроприводі* передбачена участь людини тільки у виробленні початкового керуючого впливу, оскільки він є регульованим електроприводом з автоматичним регулюванням параметрів. *В програмно-керованому електроприводі*, керованому з заданою програмою, передбачена участь людини в нагляді за роботою електромеханічної системи, що включається автоматично діючими пристроями, які визначають програму її функціону-

вання.

Основною тенденцією розвитку сучасного електропривода є його комплексна автоматизація, що забезпечує інтенсифікацію керування технологічними процесами виробництва, підвищення якості продукції, зниження її вартості, скорочення виробничих площ і підвищення кваліфікації обслуговуючого персоналу.

§ 11.2. Основне рівняння руху і навантажувальні діаграми електроприводів

Обертаючий момент двигуна M передається через його вал або безпосередньо через передатний пристрій валу робочої машини, що чинить опір, який визначається моментом статичного опору робочої машини M_{pm}

$$M_{pm} = M_0 + (M_{ном} - M_0) \left(\frac{w_{pm}}{w_{ном}} \right)^x$$

де M_{pm} – момент статичного опору робочої машини при частоті w_{pm} ; M_0 – момент опору тертя в частинах, що рухаються, або момент при холостому ході робочої машини; $M_{ном}$ – момент статичного опору робочої машини при номінальному навантаженні і номінальній частоті обертання $w_{ном}$; x – коефіцієнт, що відбиває характер зміни моменту опору при зміні швидкості (для більшості робочих машин він дорівнює $-1, 0, +1, +2$ і тільки при дуже великих швидкостях він досягає значень $+3, +4$).

Момент статичного опору робочої машини M_{pm} звичайно приводять до швидкості вала двигуна:

$$M_c = M_{pm} \frac{w_{pm}}{w} \cdot \frac{1}{h} = \frac{M_{pm}}{ih}$$

де M_c – момент статичного опору робочої машини, приведений до швидкості вала двигуна;

$i = \frac{w}{w_{pm}}$ – передаточне число від вала двигуна до

вала робочої машини; h – ККД передачі. Залежність $w = f(M_c)$ розкриває властивості робочої машини в сталих режимах. Її називають механічною характеристикою (рис. 11.2).

В залежності від напрямку моменту статичного опору він може здійснювати не тільки гальмуючу дію, викликану технологічною обробкою непружних тіл і силами тертя, але і сприяти руху виробничого агрегату, обумовленого проявом сили ваги піднятого вантажу чи деформації пружних тіл.

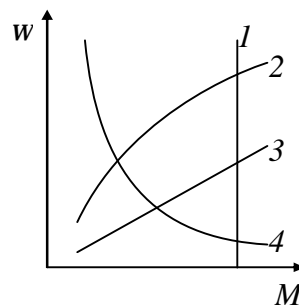


Рис. 11.2. Механічні характеристики робочих машин: 1 – не залежна від швидкості; 2 – нелінійно зростаюча; 3 – лінійно зростаюча; 4 – нелінійно спадаюча.

Момент M_c називають **реактивним**, якщо він змінює свій напрямок разом зі зміною напрямку руху виконавчого органа виробничого агрегату.

Момент M_c називають **активним**, чи **потенційним**, якщо він зберігає напрямок своєї дії і при одному напрямку руху є гальмовим, при протилежному – рушійним.

Знаючи результуючий момент інерції J виробничого агрегату, приведений до швидкості вала двигуна, можна по основному рівнянню руху електропривода

$$M = M_c + J \frac{dw}{dt} \quad (11.1)$$

визначити момент на валу двигуна під час перехідного режиму, при якому робота виробничого агрегату супроводжується прискоренням чи уповільненням ланок, що рухаються, а динамічний момент

$$M_{дин} = J \frac{dw}{dt} \quad (11.2)$$

приймає відповідно додатне чи від’ємне значення.

Якщо моменти M і M_c чисельно рівні, але протилежні по напрямку, виробничий агрегат знаходиться в динамічній рівновазі, робота електропривода протікає в сталому режимі, а незмінна швидкість вала двигуна знаходиться по його механічній характеристиці і моменту опору. Зміна навантаження з боку робочої машини, вплив на привод за допомогою апаратів і приладів керування, а також зміна напруги і частоти живильної мережі порушують існуючу рівновагу моментів, у результаті чого виникає перехідний режим. При цьому виробничий агрегат переходить від одного сталого стану до іншого, що супроводжується зміною швидкості, моменту, потужності і струму двигуна в часі, а також інших величин, що характеризують роботу привода.

Робота електроприводів визначається взаємозалежними перехідними механічними, електромагнітними і тепловими процесами. Перші два з них відрізняються короткочасністю і закінчуються значно раніш теплових процесів, які внаслідок великої теплової інерції двигунів практично не впливають на перехідні механічні й електромагнітні процеси.

При дослідженні механічних перехідних режимів виробничого агрегату необхідно в основному рівнянні руху електропривода (11.1) враховувати знаки моментів, обумовлені напрямком їхньої дії: по русі привода – “+”, протилежно йому – “-”.

Тривалість перехідних режимів виробничого агрегату з постійним моментом інерції ланки, що рухається, при зміні швидкості від w_1 до w_2 визначають інтегруванням основного рівняння руху електропривода:

$$t_{1-2} = \int_{w_1}^{w_2} J \frac{dw}{M - M_c}.$$

Для рішення цього інтеграла необхідно мати залежності $M = f(w)$ і $M_c = f(w)$. В окремому випадку, коли $M = const$ й $M_c = const$ або $M - M_c = const$, час зміни швидкості від w_1 до w_2 чи частоти обертання від n_1 до n_2 буде

$$t_{1-2} = J \frac{w_2 - w_1}{M - M_c} = J \frac{P}{30} \frac{(n_2 - n_1)}{M - M_c} = 0.105J \frac{(n_2 - n_1)}{M - M_c}. \quad (11.3)$$

З цієї формули можна знайти:

– час пуску (зміна швидкості від 0 до n_2):

$$t_n = J \frac{w_2}{M - M_c} = 0.105J \frac{n_2}{M - M_c}; \quad (11.4)$$

– час вибігу (зміна швидкості від n_2 до 0):

$$t_u = J \frac{w_2}{M_c} = 0.105J \frac{n_2}{M_c}; \quad (11.5)$$

– час зупинки при електромагнітному гальмуванні:

$$t_m = J \frac{w_2}{M + M_c} = 0.105J \frac{n_2}{M + M_c}, \quad (11.6)$$

де M – гальмовий момент двигуна.

За часом вибігу можна судити про механічні втрати у виробничому агрегаті. Однотипні пристрої з великим часом вибігу, відрізняються від інших меншими механічними втратами, а отже, кращими якостями виготовлення, ремонту, налагодження й експлуатації.

Роботу електроприводів у сталих і перехідних режимах звичайно відображають навантажувальними діаграмами моментів і потужностей, тобто графічними залежностями моменту M та потужності P двигуна від часу (рис. 11.3).

Якщо зневажити незначними втратами енергії в кінематичних ланках передатного пристрою виробничого агрегату, то при сталому режимі ці діаграми $M = f(t)$ і $P = f(t)$ для двигуна і робочої машини ідентичні. При перехідних режимах, коли виявляється дія динамічних моментів, ці діаграми різні, оскільки двигуну приходится переборювати не тільки статичні, але і динамічні навантаження.

Для побудови навантажувальних діаграм моментів і потужностей необхідно попередньо, користаючись діаграмою статичних моментів, вибрати по каталозі електроустаткування двигун, потужність якого близька чи трохи більше розрахункової, а потім обчислити результуючий момент інерції мас, що рухаються, приведений до швидкості вала двигуна виробничого агрегату. Знаючи закон зміни швидкості вала двигуна в часі $w = f(t)$, вичерчують графіки залеж-

ності прискорення в часі $\frac{dw}{dt} = f(t)$ і динамічного моменту в часі $M_{дин} = f(t)$ з врахуванням (11.2).

Алгебраїчне підсумовування статичного M_c і динамічного $M_{дин}$ моментів дозволяє визначити сумарний момент $M = M_c + M_{дин}$, що врівноважується моментом двигуна в процесі його роботи, і побудувати навантажувальну діаграму моментів $M = f(t)$ (рис. 11.3).

Перемножуванням відповідних ординат графіків $w=f(t)$ і $M=f(t)$ встановлюють залежність $P = f(t)$, тому що потужність $P = Mw$.

У виробничих агрегатах з малим результуючим моментом інерції, що працюють при незначній зміні швидкості в часі, динамічні моменти малі, і тому навантажувальні діаграми електропривода і робочої машини практично збігаються один з одним.

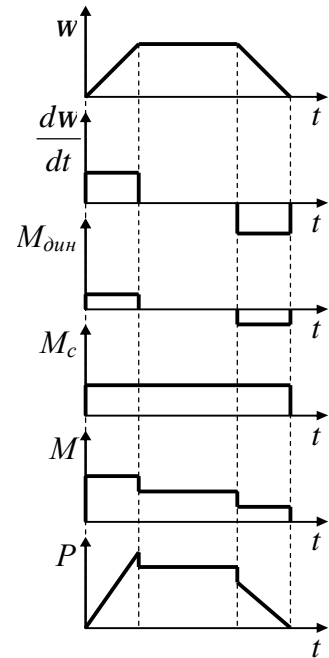


Рис. 11.3. Побудова навантажувальної діаграми електропривода.

§ 11.3. Нагрівання й охолодження двигунів

11.3.1. Нагрівання двигунів

Двигун виробничого агрегату повинен відповідно до вимог технологічного процесу забезпечувати його роботу в сталих і перехідних режимах і не перегріватися при цьому понад припустимі норми.

Процес нагрівання двигуна обумовлений втратами енергії в ньому, які виникають при перетворенні електричної енергії в механічну. При незмінному навантаженні на валу двигуна і розгляді його як однорідного тіла рівняння теплового балансу має вид:

$$Q_0 dt = CdT + ATdt, \quad (11.7)$$

де Q_0 – кількість тепла, що виділяється в двигуні за одиницю часу; C – теплоємність двигуна; A – тепловіддача двигуна; T – температура перегріву двигуна над охолоджуючим середовищем; t – час.

В рішення диференціального рівняння (11.7)

$$T = T_y \left(1 - e^{-\frac{t}{t_n}} \right) + T_0 e^{-\frac{t}{t_n}} \quad (11.8)$$

входять:

- стала температура перегріву двигуна над охолоджуючим середови-

щем – $T_y = \frac{Q_0}{A}$;

– стала часу нагрівання двигуна – $t_n = \frac{C}{A}$;

– температура перегріву двигуна T_0 над навколишнім середовищем у момент часу $t = 0$.

Якщо двигун пущений у холодному стані, його перегрівання $T_0 = 0$, а рівняння, що визначає температуру перегріву над охолоджуючим середовищем, має вид

$$T = T_y \left(1 - e^{-\frac{t}{t_n}} \right). \quad (11.9)$$

З цього рівняння випливає, що температура перегріву двигуна над охолоджуючим середовищем при незмінному навантаженні наростає по експонентній кривій і досягає сталої температури тільки через нескінченно великий проміжок часу. Практично після закінчення часу $t_n = (3\text{К}5)t_n$ підвищення температури протягом наступного часу звичайно не перевищує 1°C . Така теплова рівновага встановлюється в двигунах невеликої потужності та у двигунах зі штучною вентиляцією через 2...3 години, у відкритих машинах середньої і великої потужності – через 4...8 годин, а в машинах закритого виконання – іноді більш ніж через 12 годин.

Гранично припустимі перевищення температури частин електричних машин залежать від класу ізоляції обмоток і умов експлуатації електричних машин. При виборі двигунів за умовами нагрівання необхідно, щоб фактична температура окремих їхніх частин не перевищувала граничні припустимі значення, але і не була набагато нижче їх, тому що це знижує тепловий режим, що свідчить про недостатнє використання активних матеріалів.

Найбільш чутливою до перегріву машини є електрична ізоляція обмоток. Під дією високих температур відбувається теплове старіння ізоляції, що виявляється в погіршенні її ізоляційних і механічних властивостей.

У залежності від теплостійкості електроізоляційні матеріали, що застосовуються в електричних машинах і трансформаторах, поділяються на сім класів (див. додаток 3). Кожному класу ізоляції відповідає припустима гранична температура нагрівання, при якій ізоляція може надійно працювати протягом тривалого часу (для ізоляції класу А ця температура дорівнює 105°C). При перевищенні зазначеної температури термін служби ізоляції різко скорочується. Так, наприклад, термін служби ізоляції класу А при температурі 90°C складає близько 20 років. При підвищенні температури до 110°C цей термін зменшується до 4 років, а при 150°C він скорочується до 1,5 місяця.

У зв'язку з тим, що окремі частини двигуна мають різні сталі часу, під сталою часу нагрівання машини розуміють сталу часу нагрівання найбільш уражливої частини двигуна у відношенні нагрівання. В асинхронних машинах та-

кими частинами є статор і ротор, що у тепловому відношенні дуже впливають один на одного, у синхронних машинах – статор, а в машинах постійного струму – якір.

Відключення двигуна від живлячої мережі припиняється виділення тепла в машині, але оскільки випромінювання його в навколишнє простір продовжується, температура перегріву поступово знижується до нуля.

11.3.2. Вентиляція (охолодження) електричних машин

Тепло, що виділяється в електричній машині, лише частково витрачається на її нагрівання. Інша частина цього тепла розсіюється з поверхні машини. Тепло розсіюється головним чином шляхом конвекції – переносом тепла потоками повітря. Якщо ж машину обдувати повітрям, то кількість тепла, що розсіюється з поверхні машини, збільшиться, що приведе до зниження сталої температури частин машини, а отже, до підвищення її потужності.

Обдування нагрітих частин машини повітрям чи іншим охолоджуючим середовищем називається вентиляцією. За допомогою вентиляції електричних машин підвищується використання активних матеріалів машини і тим самим зменшується її вага.

Розрізняють кілька способів охолодження машини.

Природне охолодження, коли машина не має на валу вентилятора; застосовується в машинах потужністю до 1 кВт, а також у потужних тихохідних машинах відкритого виконання.

Самовентиляція, коли охолодження частин, що нагріваються, здійснюється вентилятором, розташованим на валу машини. Самовентиляція може бути *внутрішньою* і *зовнішньою*. У залежності від характеру роботи вентилятора внутрішня самовентиляція, у свою чергу, розділяється на *нагнітальну* і *витяжну*. При витяжній вентиляції холодне повітря попадає безпосередньо на охолоджувані частини машини, у той час як при нагнітальній вентиляції холодне повітря, перш ніж потрапити на охолоджувані частини машини, проходить через вентилятор, де трохи підігрівається (на 3—7°C), що знижує ефект вентиляції. Тому витяжна самовентиляція краще нагнітальної.

Для кращого охолодження повітрям нагрітих частин машини в її різних частинах передбачають вентиляційні канали для проходу повітря. Звичайно такі канали роблять у сердечниках ротора і статора. Канали можуть мати напрямок, паралельний осі машини, або радіальний напрямок (перпендикулярно осі машини). У першому випадку вентиляція називається *аксіальною*, а в другому — *радіальною*.

При зовнішній самовентиляції вентилятор винесений на зовнішній кінець вала. Він обдуває зовнішню поверхню станини, що у цьому випадку виконується ребристою. Зовнішня самовентиляція застосовується в тих випадках, коли охолоджуюче повітря містить вибухонебезпечні чи шкідливі для ізоляції машини домішки.

Незалежна вентиляція застосовується в машинах великої потужності. У цьому випадку охолоджуюче середовище подається в машину спеціальним

пристроєм (вентилятором чи насосом).

При замкнутій системі вентиляції в машині циркулює та саме кількість охолоджуючого газу, що проходить через охолоджувач по замкнутому контурі. При замкнутій системі вентиляції машина охороняється від влучення в неї пилу і, крім того, від руйнівної дії пожежі, що може виникнути, при внутрішнім короткому замиканні. Це пояснюється тим, що обмежена кількість циркулюючого в машині повітря при виникненні пожежі швидко позбавляється кисню і горіння ізоляції припиняється.

§ 11.4. Номінальні режими роботи двигунів

Особливості теплових процесів двигунів змушують встановлювати для них різні номінальні дані стосовно до існуючого режимам роботи електроприводів. Для упорядкування випуску двигунів введені такі номінальні режими: тривалий, короткочасний, повторно-короткочасний та перемежований, причому для двох останніх режимів передбачено по дві модифікації, які враховують частоту пусків, електричне гальмування, зміну напрямку обертання, перехід від однієї швидкості до іншої, тобто фактори, які викликають значні втрати енергії в двигунах, що приводять до їхнього істотного нагрівання, обмеженого відповідними нормами. Цим режимам привласнені літерні позначення від *S1* до *S8*. Режими *S1* – *S3* є основними, інші – додатковими.

Тривалий номінальний режим (*S1*) роботи двигуна характерний тривалим незмінним номінальним навантаженням, що обумовлює перевищення температури всіх частин електричної машини до сталих значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища (рис. 11.4, а).

Короткочасний номінальний режим (*S2*) роботи двигуна протікає при незмінному номінальному навантаженні з тривалістю, не достатньою для перевищення температури всіх частин електричної машини до усталених значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища, після чого впливає зупинка, тривалість якої достатня для охолодження машини до практично холодного стану (рис. 11.4, б). Для цього режиму передбачені стандартні тривалості періоду незмінного номінального навантаження 10, 30, 60, 90 хв.

Повторно-короткочасний номінальний режим (*S3*) роботи двигуна відрізняється від короткочасного режиму тим, що короткочасні періоди незмінного номінального навантаження чергуються з короткими періодами відключення машини, у результаті чого перевищення температури окремих частин двигуна не можуть досягти усталених значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища (рис. 11.4, в). Цей режим характеризують відносною тривалістю ввімкнення

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_o} \cdot 100, \quad (11.10)$$

де t_p – час роботи; t_o – тривалість зупинки (паузи).

Для повторно-короткочасного режиму передбачена стандартна відносна тривалість ввімкнення 15, 25, 40, 60 %, а тривалість одного циклу, обумовлена сумарним часом роботи і паузи, встановлена 10 хв. У цьому режимі пускові втрати практично не здійснюють помітного впливу на перевищення температури окремих частин машини.

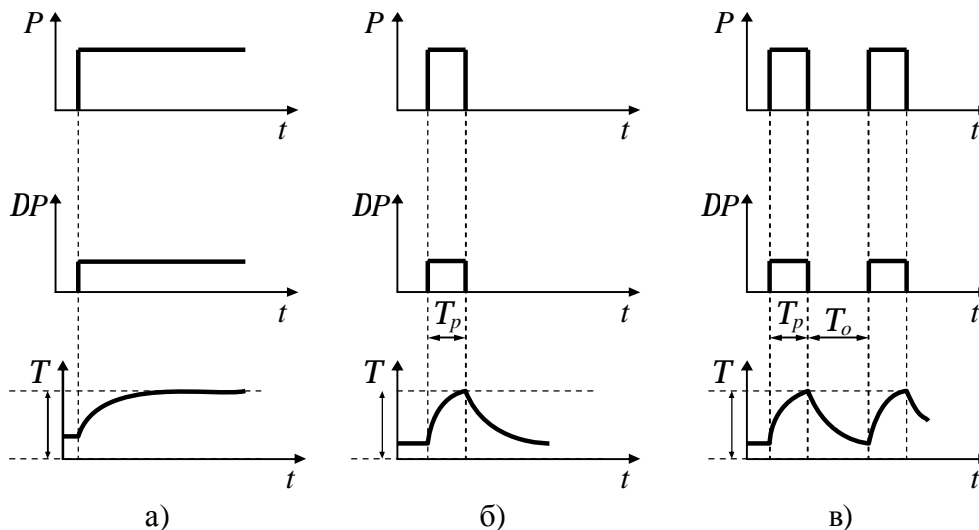


Рис. 11.5. Навантажувальні діаграми потужності, графіки втрат і температури при номінальних режимах: а – тривалому; б – короткочасному; в – повторно-короткочасному.

Повторно-короткочасний номінальний режим з частими пусками (S4) відрізняється від повторно-короткочасного режиму тим, що пускові втрати впливають на перевищення температури окремих частин машини. Цей режим характеризують відносною тривалістю ввімкнення, числом пусків у годину і коефіцієнтом інерції FI . Відносну тривалість ввімкнення розраховують по формулі

$$ПВ = \frac{t_p + t_n}{t_p + t_o + t_n} \cdot 100, \quad (11.11)$$

де t_n – час пуску; t_p – час роботи; t_o – тривалість паузи.

Цьому режиму відповідає стандартна відносна тривалість ввімкнення 15, 25, 40, 60 %, число ввімкнень у годину 30, 60, 120, 240 при коефіцієнті інерції 1,2; 1,6; 2,0; 2,5; 4,0; 6,3; 10,0

Повторно-короткочасний номінальний режим з частими пусками й електричним гальмуванням (S5) характерний тим, що періоди пуску, короткочасного незмінного номінального навантаження й електричного гальмування чередуються з періодами відключення машини, у результаті чого перевищення температури окремих частин електричної машини не можуть досягти сталих значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища, а пускові втрати і втрати електричного гальмування впливають на перевищення температури окремих частин машини. Для цього режиму задають: відносну тривалість ввімкнення, число пусків у годину і коефіцієнт інерції. Відносну тривалість ввімкнення знаходять по формулі

$$ПВ = \frac{t_p + t_n + t_2}{t_p + t_o + t_n + t_2} \cdot 100, \quad (11.12)$$

де t_n – час пуску; t_p – час роботи; t_o – тривалість паузи t_2 – час електричного гальмування; t_0 – тривалість паузи.

Розглянутому режиму відповідає стандартна відносна тривалість ввімкнення 15, 25, 40, 60 %, число ввімкнень у годину 30, 60, 120, 240 при коефіцієнті інерції 1,2; 1,6; 2,0; 2,5; 4,0.

Перемежований номінальний режим (S6) роботи двигуна протікає при короткочасному незмінному номінальному навантаженні, що чередується з незначними по тривалості періодами холостого ходу, у результаті чого перевищення температури окремих частин електричної машини не можуть досягти сталих значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища. Цей режим характеризують відносною тривалістю навантаження

$$ПН = \frac{t_p}{t_p + t_{xx}}, \quad (11.13)$$

де t_p – час роботи; t_{xx} – час холостого ходу.

Перемежований номінальний режим з частими реверсами й електричним гальмуванням (S7) характерний тим, що періоди зміни напрямку обертання чередуються з періодами незмінного номінального навантаження, що відрізняються короткочасністю, що не забезпечує встановлення теплової рівноваги, і, отже, перевищення температури окремих частин електричної машини не досягають сталих значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища. Втрати при реверсуванні впливають на перевищення температури окремих частин машини. Для розглянутого режиму задають число реверсів у годину – 30, 60, 120, 240 і коефіцієнт інерції – 1,2; 1,6; 2,0; 2,5; 4,0.

Перемежований номінальний режим із двома і більш швидкостями (S8) протікає при чередуванні періодів незмінного номінального навантаження з однією швидкістю з періодами роботи на іншій швидкості при відповідному незмінному навантаженні. Короткочасність робочих періодів на кожній швидкості не забезпечує перевищень температури окремих частин електричної машини до сталих значень при незмінній температурі охолоджуючого середовища, а втрати при переході від однієї швидкості до іншої впливають на перевищення температури окремих частин машини. Цей режим характеризують відносною тривалістю навантаження на окремій ступіні швидкості, числом циклів у годину і коефіцієнтом інерції. Число стандартних циклів у годину – 30, 60, 120, 240 при коефіцієнті інерції 1,2; 1,6; 2,0; 2,5; 4,0.

Номінальний режим роботи двигуна приводять на його таблиці у виді умовної позначки самого режиму і його величин, що характеризують. Наприклад: $S1$; $S2$ – 30 хв; $S3$ – 25 %; $S4$ – 25 %, 120 ввімкнень у годину, FI – 2,5; $S5$ = 40 %, 120 ввімкнень у годину, FI – 1,6.

§ 11.5. Вибір потужності двигуна для різних режимів роботи

Правильний вибір потужності двигуна відповідно до навантаження на його валу забезпечує надійну й економічну роботу електропривода, мінімальну вартість устаткування і найменші втрати енергії при експлуатації виробничого агрегату. Недостатня потужність двигуна приводить до його перевантаження, викликає неприпустимі перевищення температури окремих частин, що скорочує термін служби ізоляції обмоток, спричиняє швидкий вихід двигуна з ладу, підвищує вартість ремонту і супроводжує неминучі аварії. Якщо потужність двигуна зайва, підвищуються первісні витрати, збільшуються габарити, маса і вартість двигуна, зростають експлуатаційні витрати у зв'язку зі зниженням таких енергетичних показників, як ККД та коефіцієнт потужності двигуна.

При виборі номінальної потужності двигуна варто користатися шкалою номінальних

потужностей трифазних асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором серія 4А та 4АІ загального застосування – 0.06; 0.09; 0.12; 0.18; 0.25; 0.37; 0.55; 0.75; 1.1; 1.5; 2.2; 3.0; 4.0; 5.5; 7.5; 11; 15; 18.5; 22; 30; 37; 45; 55; 75; 90; 110; 132; 160; 200; 250; 315; 400 кВт, а також шкалою номінальних потужностей двигунів постійного струму загальпромислового застосування серії 2П та 4П захищених із самовентиляцією при номінальній частоті обертання 1500 об/хв – 0.37; 0.55; 0.75; 1.1; 1.5; 2.2; 4.0; 5.5; 7.5; 11; 15; 18.5; 22; 30; 45; 55; 75; 110; 132; 160; 200 кВт.

Правильно обраний двигун повинен працювати у всіх намічених режимах, не перегріваячись понад припустимі норми, забезпечувати нормальну роботу при короткочасних, перевантаженнях, мати необхідний початковий пусковий момент і зберігати працездатність в умовах навколишнього середовища.

При тривалій роботі виробничого агрегату з постійним навантаженням на валу двигуна і температурі охолоджуючого середовища не вище 40 °С номінальну потужність двигуна $P_{ном}$ вибирають по каталогах електроустаткування так, щоб вона дорівнювала потужності навантаження. Якщо такого двигуна немає, вибирають двигун на найближчу більшу номінальну потужність. Аналогічно діють при навантаженні, що мало змінюється, коли відхилення її в часі не вище $\pm 10\%$ від середньої потужності $P_{ср}$, тобто вибирають номінальну потужність двигуна $P_{ном} > P_{ср}$. Перевіряти обраний двигун на нагрівання чи механічне перевантаження не має змісту, тому що це виконано підприємством-виробником, виходячи з максимального використання активних матеріалів машини при номінальному режимі і температурі охолоджуючого газоподібного середовища 40 °С. Перевіряти двигун на пускові умови також немає потреби, оскільки виробничий агрегат пускають здебільшого без навантаження і відносно рідко при повному навантаженні, але й у цьому випадку необхідна потужність звичайно не виходить за межі припустимої миттєвої перевантажувальної здатності двигуна, що при рідких пусках не викликає помітного перегріву двигуна. При важкому пуску обраний двигун необхідно перевіряти на достатність початкового пускового моменту і тільки в тому випадку, якщо він виявиться недостатнім, вибирати інший двигун з меншим моментом інерції обертальної частини або двигун наступного більшого габариту і повторити перевірку.

При відхиленнях потужності на валу двигуна в часі більш ніж на $\pm 10\%$ від середньої потужності $P_{ср}$ і періодичній її зміні номінальну потужність двигуна орієнтовно вибирають по формулі:

$$P_{ном} = kP_{ср} , \quad (11.14)$$

де коефіцієнт $k = 1.1..1.3$, а при навантаженні, що різко змінюється, він доходить до значення 1.8...2.0. Обраний двигун потрібно перевірити на нагрівання, що з достатньою для практики точністю можна виконати методом середніх втрат.

Метод середніх втрат заснований на порівнянні потужності середніх втрат за цикл роботи

$$\Delta P_{ср} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{T_{ц}} \quad (11.15)$$

з потужністю втрат при номінальному навантаженні

$$\Delta P_{ном} = \frac{P_{ном}}{h_{ном}} (1 - h_{ном}), \quad (11.16)$$

де ΔP_i – потужність втрат на i -й ділянці навантажувальної діаграми $P(t)$, що відповідає часу t_i ; $P_{ном}$ – номінальна потужність двигуна, що відповідає тривалому режиму роботи з постійним навантаженням; $h_{ном}$ – номінальний ККД двигуна; $T_{ц}$ – час циклу.

Якщо потужність середніх втрат за цикл роботи DP_{cp} не перевищує потужності втрат при номінальному навантаженні $DP_{ном}$, то середні перевищення температури окремих частин двигуна не будуть вище допустимих і обраний двигун відповідає вимогам теплового режиму. У протилежному випадку, коли $DP_{cp} > DP_{ном}$, варто вибрати більш потужний двигун і повторити розрахунок.

Двигун, тепловий режим якого перевірений методом середніх втрат, необхідно перевірити ще на припустиме перевантаження, а також на достатність початкового пускового моменту, який повинен бути більше початкового моменту опору робочої машини, приведенного до швидкості вала двигуна.

Трифазні асинхронні двигуни перевіряють на перевантаження виходячи з необхідності дотримання нерівності

$$\frac{M'_{max}}{M_{ном}} < I$$

де M'_{max} – найбільший момент, визначений з навантажувальної діаграми електропривода $M = f(t)$; $M_{ном}$ – номінальний момент двигуна; I (іноді її позначають як m_{max}) – миттєва перевантажувальна здатність обраного двигуна по моменту.

У трифазних асинхронних двигунів нормального виконання має значення 1.7...3. Особливу увагу потрібно приділяти перевірці на перевантаження тих двигунів, що одержують живлення від мережі зі значним зниженням напруги стосовно номінального значення, тому що при цьому зменшується максимальний момент, а отже, і миттєва перевантажувальна здатність двигунів.

Відповідність обраного двигуна пусковим умовам перевіряють по виконанню нерівності

$$\frac{M'_n}{M_{ном}} < m_n,$$

де M'_n – момент, необхідний для пуску виробничого агрегату; m_n – відношення початкового пускового моменту двигуна до номінального, котре в трифазних асинхронних двигунах з короткозамкнутим ротором загального застосування має значення 1.0...2.0.

Перевантаження двигунів постійного струму визначається відношенням

найбільшого струму I'_{max} , отриманого з навантажувальної діаграми електропривода $I = f(t)$, до номінального струму двигуна $I_{ном}$. Це відношення, відповідно до умов комутації, не повинне перевищувати для двигунів незалежного і паралельного збудження 2...2,5, а для двигунів послідовного збудження може доходити до 2,5...3.

Перевірка двигуна на перевантаження і пускові умови повинна бути ув'язана з короткочасними перевантаженнями по струму, що для машин постійного струму і колекторних машин змінного струму можуть бути 50 %-ними протягом 1 хв, а для безколекторних машин змінного струму номінальною потужністю 0,55 кВт і вище – 50 %-ними протягом 2 хв, за винятком машин з безпосереднім охолодженням обмоток, коли 50 %-не перевантаження припустиме протягом 1 хв. *Метод середніх втрат універсальний і застосовується для всіх режимів роботи різних двигунів.* Він є найбільш точним у порівнянні з спрощеним методом еквівалентних величин (струму, моменту, потужності), що часто застосовують у розрахунковій практиці.

Метод еквівалентного струму заснований на заміні струму двигуна, що змінюється в часі $I = f(t)$, незмінним еквівалентним струмом $I_{екв}$, що обумовлює ту ж потужність втрат, що і дійсний струм за цикл роботи виробничого агрегату, якщо вважати постійні втрати двигуна від навантаження незалежні. При зазначеному обмеженні еквівалентний по нагріванню струм дорівнює

$$I_{екв} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}}, \quad (11.17)$$

де I_i – струм на i -ій ділянці навантажувальної діаграми $I = f(t)$, що відповідає часу t_i .

Двигун вибирають по каталозі електрообладнання так, щоб його номінальний струм $I_{ном} > I_{екв}$, а потім перевіряють на перевантаження і пускові умови з врахуванням можливого зниження напруги живлячої мережі до $0.9U_{ном}$.

Метод еквівалентного струму застосовується при виборі всіх типів двигунів, крім тих, котрі вимагають врахування зміни втрат у сталі, утрат на тертя і вентиляційні втрати. Він не прийнятний також для вибору трифазних асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором спеціального виконання, тому що опір ланцюга їхнього ротора значно змінюється при пускових і гальмових режимах, що змушує користатися тільки методом середніх втрат.

Метод еквівалентного моменту застосовується при виборі двигунів, у яких момент прямо пропорційний струму. У цьому випадку по навантажувальній діаграмі моментів електропривода $M = f(t)$ визначають моменти M_i , що відповідають часу t_i , і знаходять еквівалентний по нагріванню момент

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}}, \quad (11.18)$$

а потім номінальну потужність двигуна

$$P_{ном} = M_{екв} W_{ном}, \quad (11.19)$$

де $W_{ном}$ – номінальна швидкість двигуна.

Обраний двигун повинен бути перевірений на перевантаження і пускові умови.

Методом еквівалентного моменту можна користатися при виборі потужності двигунів постійного струму незалежного і паралельного збудження без регулювання швидкості змінною магнітного потоку, а також при виборі трифазних синхронних і асинхронних двигунів з фазним ротором, якщо вони працюють у зоні малих ковзань на прямолінійній частині механічної характеристики, рахуючи, що коефіцієнт потужності при різних навантаженнях постійний.

Метод еквівалентної потужності використовують у тому випадку, коли задана навантажувальна діаграма потужності електропривода $P = f(t)$, що працює з незмінною швидкістю. У цьому випадку еквівалентну по нагріванню потужність знаходять так:

$$P_{екв} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}}. \quad (11.20)$$

Потужність двигуна вибирають близькою чи рівною еквівалентній потужності, а потім двигун перевіряють на перевантаження і пускові умови.

Методи еквівалентних величин виправдані, якщо час роботи двигуна на окремих ділянках навантажувальної діаграми електропривода менше постійної часу нагрівання двигуна.

При короткочасному режимі роботи виробничого агрегату знаходять еквівалентну по нагріванню потужність без врахування часу зупинки t_0 по формулі

$$P_{кр} = \sqrt{\frac{P_n^2 t_n + P_p^2 t_p}{t_n + t_p}}, \quad (11.21)$$

а потім вибирають двигун загального застосування номінальної потужності тривалого режиму

$$P_{ном} = \frac{P_{кр}}{P_{мех}} \quad (11.22)$$

який буде працювати з коефіцієнтом механічного перевантаження $p_{мех}$. P_n , P_p – потужності визначені по навантажувальній діаграмі відповідно під час пуску t_n та під час роботи t_p .

Двигуни загального застосування можуть бути раціонально використані тільки при відношенні часу циклу роботи двигуна до постійного часу його нагрівання понад 0.35, тому що при меншому відношенні коефіцієнт механічного перевантаження $p_{мех} > 2.5$, що практично перевищує перевантажувальну здатність більшості двигунів загального застосування. Тому виготовляють двигуни спеціально призначені для короткочасного режиму роботи, у яких прийняті інші навантаження активних матеріалів, а перевантажувальна здатність вище, ніж у машин загального застосування. Такі машини іноді не мають власного вентилятора.

Двигуни короткочасного режиму вибирають по їх номінальній потужності $P_{кр}$ і три-

валості роботи T_y , для якої передбачені стандартні значення – 10, 30, 60, 90 хв. Обраний двигун перевіряють на відповідність перевантажувальним і пусковим умовам.

При відсутності двигунів короткочасного режиму роботи можна використовувати двигуни повторно-короткочасного режиму, для яких у каталогах електроустаткування приведені номінальні потужності короткочасного режиму при його тривалості 30 і 60 хв. Орієнтовно можна вважати, що тривалості 30 хв. відповідає відносна тривалість ввімкнення $TB = 15\%$, 60-хвилинній роботі – $TB = 25\%$, а 90-хвилинній – $TB = 40\%$.

Використання двигунів короткочасного режиму в умовах тривалого зниженого навантаження нерационально, а часом неможливо через значні постійні втрати, що можуть привести до неприпустимих перевищень температури перегріву двигуна навіть у режимі холостого ходу.

При повторно-короткочасному режимі роботи виробничого агрегату еквівалентну по нагріванню потужність визначають без врахування паузи t_0 по формулі

$$P_{кр} = \sqrt{\frac{P_n^2 t_n + P_p^2 t_p + P_z^2 t_z}{t_n + t_p + t_z}} \quad (11.23)$$

і знаходять відносну тривалість ввімкнення

$$ПВ = \frac{t_n + t_p + t_z}{t_n + t_p + t_z + t_3} \cdot 100\%, \quad (11.24)$$

яку для двигунів із самовентиляцією, з огляду на погіршення умов охолодження при пуску, електричному гальмуванні і зупинці, внаслідок зменшення відводу тепла в навколишнє середовище, визначають так:

$$TB = \frac{t_n + t_p + t_z}{a(t_n + t_z) + t_p + b t_3} \cdot 100\%, \quad (11.25)$$

де t_n, t_p, t_z, t_3 – відповідно час пуску, роботи при сталій швидкості, гальмування і зупинки; a і b – поправочні коефіцієнти, що враховують погіршення умов охолодження при пуску, гальмуванні і зупинці двигуна. Поправочні коефіцієнти для трифазних асинхронних двигунів із самовентиляцією приймають $a = 0.5$ і $b = 0.25$, для аналогічних машин постійного струму – $a = 0.75$ і $b = 0.5$.

Якщо TB виявиться до 10 %, вибирають двигун короткочасного режиму, а якщо воно буде більше 60 % чи тривалість циклу перевищить 10 хвилин – установлюють двигун тривалого режиму. В цих випадках еквівалентну потужність $P_{екв}$ перераховують на номінальну потужність повторно-короткочасного режиму $P_{нкр}$, що відповідає найближчому стандартному значенню $TB_{ном} - 15, 25, 40, 60\%$, по формулі

$$P_{нкр} = P_{екв} \sqrt{\frac{ПВ}{ПВ_{ном}}} \quad (11.26)$$

За розрахунковим значенням $P_{нкр}$ і $TB_{ном}$ вибирають номінальну потужність двигуна краново-металургійного типу, призначеного для повторно-короткочасного режиму, і перевіряють його на перевантаження і пускові умови. Кранові і металургійні двигуни бувають трифазні асинхронні з короткозамкнутим ротором відповідно серій $МТКФ$ і $МТКН$, що охоп-

люють діапазон номінальної потужності повторно-короткочасного режиму роботи від 1,4 до 37 кВт при $TB = 40\%$, і з фазним ротором серії *MTF* і *MTH* – від 1,4 до 160 кВт при $TB = 40\%$, а також двигуни постійного струму серії *D* – від 2,4 до 100 кВт при $TB = 40\%$.

Номінальна потужність двигуна, призначеного для повторно-короткочасного режиму роботи, залежить від відносної тривалості ввімкнення – вона зменшується зі збільшенням TB . Основним режимом роботи таких двигунів вважають режим роботи з $TB = 40\%$. Орієнтовно номінальну потужність повторно-короткочасного режиму $P_{нкp,x\%}$ при іншій відносній тривалості ввімкнення TB_x визначають по формулі

$$P_{нкp,x\%} = P_{нкp40\%} \sqrt{\frac{40}{TB_x\%}}, \quad (11.27)$$

де $P_{нкp40\%}$ – номінальна потужність двигуна при $TB_{ном} = 40\%$.

При частих пусках електроприводів з трифазними асинхронними двигунами з короткозамкнутим ротором неминучі підвищені перегріву їхніми пусковими струмами. Це змушує порівнювати дійсне число ввімкнень електропривода протягом години з припустимим для обраного двигуна, що визначено підприємством-виготовлювачем. Якщо воно виявиться більше припустимого, варто вибрати двигун більшої номінальної потужності і перевірити його на допустимість теплового режиму. У випадку використання електричного гальмування, що викликає значне нагрівання двигуна, необхідно припустиму частоту ввімкнень двигуна протягом години зменшити в два-три рази.

§ 11.6. Вибір типу двигуна

Двигун виробничого агрегату повинен найбільше повно відповідати техніко-економічним вимогам, тобто відрізнятися простотою конструкції, надійністю в експлуатації, найменшою вартістю, невеликими габаритами і масою, забезпечувати просте керування, задовольняти особливості технологічного процесу і мати високі енергетичні показники при різних режимах роботи.

При тривалому незмінному навантаженні задача вибору виду двигуна (постійного струму, асинхронного, синхронного) відносно проста. Для подібного привода, не потребуючого регулювання швидкості, ППЕ (Правила пристрою електроустаткування) рекомендують незалежно від потужності застосовувати синхронні двигуни. Ця рекомендація пояснюється тим, що сучасний синхронний двигун пускається в хід так само, як асинхронний, а його габарити менше і робота економічніше, чим асинхронного двигуна тієї ж потужності (більше максимальний момент, можливість регулювання коефіцієнта потужності з метою компенсації реактивної потужності всієї установки.).

Але якщо електродвигун повинен працювати в умовах регульованої частоти обертання, частих пусків, стрибків і скидань навантаження і т.п., то при виборі виду двигуна необхідно зіставити умови привода з особливостями механічних характеристик різних видів електродвигунів. Прийнято розрізняти природну і штучну механічні характеристики двигуна. Перша відповідає номінальним умовам його ввімкнення, нормальній схемі з'єднань і відсутності яких-

небудь додаткових елементів у ланцюгах двигуна. Штучні характеристики отримують при зміні напруги або струму на двигуни, ввімкненні додаткових елементів у кола двигуна і з'єднанні цих кіл за спеціальними схемами. На рис. 11.6 представлені уже відомі природні механічні характеристики різних двигунів.

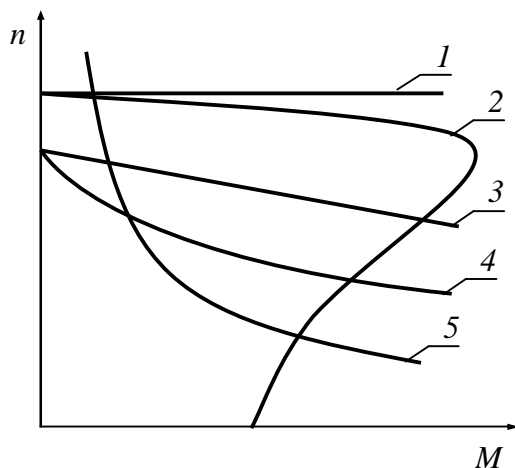


Рис. 11.6. Характеристики електродвигунів: 1 – абсолютно жорстка (синхронний двигун); 2 – асинхронна; 3 – жорстка ДПС паралельного збудження; 4 – м'яка ДПС змішаного збудження; 5 – м'яка ДПС послідовного збудження.

Важливим критерієм для оцінки механічних характеристик служить їхня жорсткість:

$$b = \frac{\Delta M}{\Delta n}.$$

Жорсткість може бути різною для окремих ділянок характеристики. В залежності від значення жорсткості прийнято поділяти механічні характеристики на абсолютно тверді, $\Delta n = 0$, $b = \infty$ (синхронні двигуни), тверді, у яких зміна частоти обертання невелика $b = 40 \div 10$ (лінійна частина характеристики асинхронного двигуна, характеристика двигуна паралельного або незалежного збудження), м'які з великою зміною частоти обертання, у яких $b \leq 10$ (характеристика двигуна послідовного збудження, штучна характеристика асинхронного двигуна з фазним ротором, штучна характеристика двигуна постійного струму паралельного збудження).

Вимоги до жорсткості механічної характеристики в ряді випадків є підставою для вибору типу двигуна. Наприклад, для підйомно-транспортних механізмів бажана м'яка характеристика, а для холодної прокатки сталі потрібна дуже жорстка характеристика.

У нерегульованих приводах малої і середньої потужності використовують у більшості випадків трифазні асинхронні двигуни з короткозамкнутим ротором, конструктивне виконання якого погоджують з необхідними пусковими умовами виробничого агрегату. Якщо ці двигуни не можуть забезпечити умови пуску, застосовують трифазні асинхронні двигуни з фазним ротором, завдяки якому можна не тільки одержати збільшений початковий пусковий момент, але і знизити його до заданого значення.

Для регулювання частоти обертання двигуна в недалекому минулому для асинхронних двигунів широко застосовувалися тільки два істотно недосконалих методи: ввімкнення резисторів у коло ротора і переключення числа пар полюсів обмотки статора. Перший метод економічно виправданий лише при вузьких межах регулювання при сталості моменту на валу двигуна. Другий метод заснований на застосування багатшвидкісних трифазних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, які допускають шляхом переключень у ланцюзі обмотки статора одержувати дві, три або чотири частоти обертання ротора і практично застосовується для металорізальних верстатів при невеликих потужностях.

В даний час завдяки появі нових силових напівпровідникових перетворювачів з'явилася можливість перетворювати частоту змінного струму, що дозволяє плавно й у широких межах регулювати частоту обертання асинхронного і синхронного двигунів.

Двигун постійного струму коштує значно дорожче, вимагає більшого нагляду і зношується швидше, ніж двигун змінного струму. Проте в ряді випадків перевага віддається двигуну постійного струму, що дозволяє простими засобами змінювати частоту обертання електропривода в широких межах (3:1; 4:1 і більш). Система генераторний перетворювач – двигун (Г – Д), що забезпечує особливо широкі межі регулювання, у нових установках заміняється тиристорними перетворювачами більш економічними і компактними.

Таким чином, рід струму двигуна цілком визначається умовами технологічного процесу, а напругу вибирають у відповідності зі стандартними напругами живильних мереж і врахуванням технічних даних двигунів. Так, трифазні асинхронні двигуни серії 4А при діапазоні номінальної потужності від 0,06 до 0,37 кВт виготовляють тільки на напругу 220 чи 380 В, при діапазоні від 0,55 до 11 кВт – на напруги 220, 380 чи 660 В, а при діапазоні від 15 до 110 кВт – на напруги 220/380 чи 380/660 В; якщо ж номінальна потужність двигуна знаходиться в межах від 132 до 400 кВт, то такі двигуни виготовляють на напруги 380/660 В. Трифазні асинхронні двигуни інших серій номінальною потужністю понад 200 кВт виготовляють на напруги 3, 6 і 10 кВ. Для двигунів постійного струму серії 2П с діапазоном номінальної потужності від 0,37 до 200 кВт при номінальній частоті обертання 1500 об/хв прийняті напруги 110, 220, 340 і 440 В, а напруга незалежного збудження – 110 і 220 В. Більш потужні машини постійного струму інших серій виготовляють на підвищені напруги, проте вони, звичайно, не перевищують 1500 В.

Як приклади приводів, для яких рекомендується постійний струм, наведемо наступні: у металургійній промисловості – реверсивні прокатні стани, регульовані неререверсивні стани в багатодвигунному приводі, допоміжні механізми повторно-короткочасного режиму роботи, доменні підйомники; у металообробній промисловості – токарські спеціальні верстати.

При виборі номінальної частоти обертання двигуна варто виходити з того, що при всіх інших рівних умовах двигуни підвищеної швидкохідності мають менші габарити, масу, вартість і відрізняються більш високими енергетичними показниками, чим аналогічні їм тихохідні. Однак занадто висока швидкохідність змушує вводити складний передатний пристрій між валами двигуна і робочої машини, у результаті чого переваги швидкохідного двигуна можуть звестися на нівець немає. Остаточний варіант привода робочої машини з малогабаритним швидкохідним двигуном і досить складним передатним пристроєм чи з тихохідним двигуном, що відрізняється підвищеними габаритами, з'єднаним з робочою машиною муфтою, вибирають у результаті техніко-економічного розрахунку і зіставлень обох варіантів з врахуванням зручності монтажу, нагляду й експлуатації виробничого агрегату.

Найбільш швидкохідні трифазні асинхронні двигуни серії 4А загального застосування виготовляють на синхронну частоту обертання 3000 об/хв, самі тихохідні – на 500 об/хв, а двигуни постійного струму серії 2П загальпромислового застосування – відповідно на номінальну частоту обертання 3000 об/хв. і 600 об/хв. (табл. 11.1).

Діапазони номінальної потужності трифазних асинхронних двигунів з серії 4А та двигунів постійного струму серії 2П при різних частотах обертання

Частота обертання об/хв	Діапазони номінальної потужності двигунів, кВт			
	Асинхронних		постійного струму	
	захищених	закритих	захищених	закритих
3000	22... 400	0.09...315	1.0...75	0.55...28
2200	–	–	0.71...53	0.4...24
1500	18.5...400	0.06...315	0.37...200	0.28...17
1000	18.5...250	0.18...200	0.25...132	0.18...11
750	15...200	0.25...160	0.17...90	0.13...7.1
600	45...132	30...110	11...75	–
500	55...110	45...90	–	–

Примітка: Для асинхронних двигунів зазначена синхронна частота обертання.

Двигуни постійного струму загальпромислового призначення допускають регулювання частоти обертання якоря послабленням магнітного поля головних полюсів не більш ніж у відношенні 2:1, а спеціалізованого призначення – у відношенні 2,25:1; 3:1; 4:1; 6:1; 8:1. Номінальна частота обертання якоря двигунів спеціалізованого призначення знаходиться в межах 200...1500 об/хв, а максимальна – 3000...4000 – об/хв.

У тихохідних виробничих агрегатах перспективно використовувати практично безшумні горизонтальні і вертикальні мотор-редуктори типів *МПО1, МПО2, МЦ2С, МП32, МРВ, МВ3* – блоки, що складаються з трифазного асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором і одно чи двоступінчастого планетарно-зубчастого редуктора або хвильової зубчастої передачі з кулачковим генератором, у яких частота обертання вихідного вала змінюється в діапазоні від 0.6 до 355 об/хв при діапазоні номінальної потужності від 0.12 до 100 кВт.

Конструкцію двигуна вибирають, виходячи з умов навколишнього середовища, з врахуванням особливостей з'єднання двигуна з робочою машиною. Основну увагу при цьому приділяють захисту обмоток і струмопровідних частин двигуна від шкідливих впливів навколишнього середовища в зв'язку з наявністю пилу, вологи, їдких випарювань, високої температури, а також вибухо-небезпечних сумішей, коли необхідно передбачати відповідні міри захисту самого середовища від вибуху, що обумовлюється іскроутворенням у машині.

Підприємства-виготовлювачі випускають відкриті, захищені і закриті двигуни. *Відкриті двигуни* встановлюють тільки в сухих, незапилених і пожежобезпечних приміщеннях на достатній висоті від підлоги щоб уникнути можливої поразки струмом людей, що працюють у цих приміщеннях, тому що тут не передбачений захист від випадкового дотику зі струмопровідними й обертовими частинами цих двигунів, а також від влучення усередину машини сторонніх предметів, пилу, вологи і бруду. Відкриті двигуни можна встановлювати в приміщеннях, що доступні тільки для електротехнічного персоналу. *В захищених двигунах* струмопровідні й обертові частини захищені від випадкових доторкань і влучення усередину машини сторонніх предметів спеціальними сітками або жалюзями. Однак від пилу ці двигуни не захищені і тому їх не можна встановлювати в курних приміщеннях, цехах з підвищеною вологістю і таких, де виділяються пальні чи гази їдкі пари. *Захищені двигуни* забезпечують не тільки

захист від випадкового дотику до струмопровідним і обертовим частинам і від улучення сторонніх предметів, але і від проникнення усередину двигуна прямо-висно падаючих крапель води, влучення усередину бризів, водяних струменів, морської води і навіть води при короткочасному чи тривалому зануренні в неї самого двигуна.

Закриті двигуни – що обдуваються і що продуваються – не мають отворів і цілком захищені від пилу. У закритих двигунах, що обдуваються, зовні на валу укріпленій вентилятор, що прикривається захисним кожухом, який забезпечує примусове охолодження зовнішньої поверхні машини з аксиально розташованими виступаючими ребрами корпусу, які забезпечують добре омивання їх двигуна потоком повітря і поліпшення умов тепловіддачі. У закритих двигунах, що продуваються, холодне повітря подають з атмосфери через фільтри окремо встановленим вентилятором на трубопроводі, який приєднано до патрубків щитів двигуна, а нагріте повітря відводять по трубопроводу назовні в приміщення, де встановлено двигун. У двигунах з замкнутою системою вентиляції циркулює незмінний обсяг повітря, що охолоджується у газоохолоджувачі водою. У закритих двигунах умови охолодження активних матеріалів гірше, ніж в аналогічних двигунах відкритого і захищеного виконання. Тому припустимі навантаження на активні матеріали знижені, температурний режим цих двигунів більш напружений, а експлуатаційні показники їх більш низькі. Закриті двигуни застосовують тільки в тих випадках, якщо відкриті чи захищені не прийнятні по специфічних умовах навколишнього середовища.

Крім описаних конструкцій виготовляють вибухозахищені, вологостійкі, морозостійкі, хімостійкі і тропічні двигуни, тобто двигуни, призначені для роботи відповідно у вибухонебезпечному середовищі або в особливих виробничих чи кліматичних умовах.

Форма виконання двигуна визначається положенням вала і формою його вільного кінця, числом і родом підшипників, способом установки і кріплення машини і т.п. У більшості випадків застосовують двигуни з горизонтальним валом, що лежить у двох підшипниках, закріплених у щитах двигуна, і лапами для його кріплення; іноді використовують фланцеві двигуни, у яких на одному з щитів є фланець для кріплення до робочої машини, а також двигуни, що безпосередньо вбудовують у робочу машину, утворюючи з нею єдиний виробничий агрегат.

§ 11.7. Принципи побудови автоматичних систем керування електроприводами

11.7.1. Цілі автоматичного керування електроприводами

Технічний прогрес у всіх галузях промисловості зв'язаний з безупинним ускладненням технологією виробництва, з підвищенням вимог до точності виготовлення виробів і їх якості при все більш складному процесі їхньої обробки. Разом з тим росте обсяг виробництва, що висуває вимогу підвищення продуктивності машин за рахунок збільшення як їхньої потужності, так і швидкості

обробки виробів. Оскільки переважна більшість виробничих механізмів забезпечується електричними приводами, зростання вимог до цих машин веде до жорсткості вимог до електропривода, на який покладається задача здійснення складних переміщень робочого органа механізму. У процесі реалізації цих переміщень виникає необхідність розгону, реверса і гальмування електропривода, підтримки сталості регульованої величини (координати) чи зміни її за визначеним законом і т.д. Механізм може бути обладнаний декількома електроприводами, кожний зі своїми власними системами керування. Може виникнути необхідність погодженого керування електроприводами декількох механізмів, кожний з яких має свою систему керування.

Ці системи (1, 2, ...), виконуються як аналогові, цифрові чи як їхня комбінація, входять як локальні системи в загальну ієрархічну структуру автоматичної системи керування технологічним процесом (АСК ТП) за допомогою керуючої обчислювальної машини (КОМ) (рис. 11.7). Задачею КОМ є керування технологічним процесом і, у відповідності з вимогами, видача керуючих впливів на локальні системи керування електроприводом. У свою чергу самі локальні системи можуть містити в собі міні- чи мікро-ЕОМ, за допомогою яких забезпечується необхідний алгоритм керування.

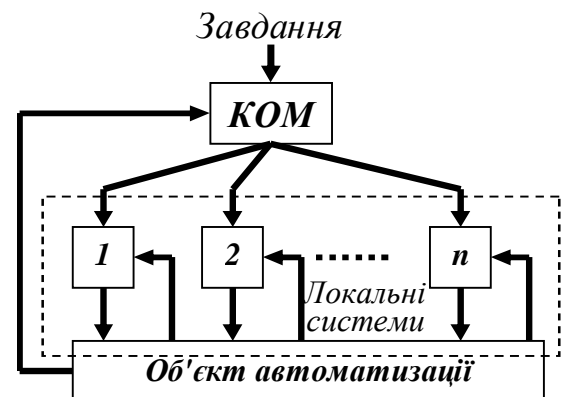


Рис. 11.7. Ієрархічна структура автоматичної системи керування технологічним процесом

11.7.2. Типи систем керування

Системи керування електроприводами можуть бути підрозділені на системи з розімкнутим і замкнутим ланцюгом впливів. В системах з *розімкнутим ланцюгом впливів* (розімкнута система) відсутній зворотний зв'язок, внаслідок чого при виникненні відхилення вихідної змінної від заданого значення, викликаного тим чи іншим впливом, сигнал керування на вході системи залишається незмінним (застосовується в системах нерегульованого електропривода). У системі з *замкнутим ланцюгом впливів* (замкнута система) керування, що діє на силову частину, змінюється при відхиленні значень вихідних змінних від заданих, що досягається шляхом введення зворотних зв'язків з виходу системи на її входи. Вихідні змінні силовій частині системи і механізму вимірюються і перетворюються в пропорційні їм електричні сигнали за допомогою вимірювально-перетворюючого пристрою. До його складу можуть входити тахогенератори, вимірники положення, струму, цифроаналогові чи аналогово-цифрові перетворювачі і т.п. Порівняння отриманих значень керованих змінних з відповідними заданими значеннями здійснюється на входах регулятора. У результаті обробки інформації про координати на основі цієї інформації здійснюється вироблення відповідних керуючих сигналів, що впливають на силову частину з метою забезпечення бажаного характеру зміни координат системи.

Замкнуті системи за принципом побудови, поділяють на системи з регу-

люванням по відхиленню, системи з регулюванням по збурюванню, системи з комбінованим керуванням.

У системах з регулюванням по відхиленню на входах регуляторів координат присутні сигнали керування, пропорційні відхиленням значень змінних від запропонованих. Ці відхилення являють собою помилку системи.

Системи з комбінованим керуванням чи комбіновані системи забезпечують зменшення чи повне усунення помилки після завершення перехідного процесу шляхом введенням на входи відповідних регуляторів додаткового сигналу, який повинен компенсувати сигнал помилки.

З метою зменшення, а в ідеальному випадку – вимкнення помилки при збурюванні, може бути побудована система з регулюванням по збурюванню, чи інваріантна система. У цій системі на регулятор через пристрій компенсації, що забезпечує вимір збурювань і додання визначених динамічних властивостей компенсаційним каналам, подаються сигнали, що залежать від збурюючих впливів. Теоретично можна говорити про повну інваріантність системи до збурювань, тобто про повну компенсацію впливу збурювань на силову частину за рахунок впливу з боку регулятора.

Автоматичні системи керування електроприводами (АСК ЕП) можуть мати різні види керування: 1) стабілізуюче керування, що має за мету підтримку сталості керованої координати; 2) програмне керування, тобто керування з метою зміни керованої координати за законом, визначеному заздалегідь і заданому програмою; 3) керування, що стежить, тобто керування, що має за мету зміни керованої координати по заздалегідь невідомому законі.

Системи стабілізації найчастіше є системами стабілізації швидкості. Мають поширення і системи стабілізації інших параметрів технологічних процесів, наприклад натягу при перемотуванні різних смугових матеріалів. Хоча формально ці системи теж відносяться до стабілізуючих, структура і принцип дії їхній істотно відрізняються від структури і принципу дії систем стабілізації швидкості, що дає підставу розглядати їх окремо.

Стежачі АСК ЕП являють собою системи регулювання положення виконавчого органа. Типовим прикладом системи, що стежить, може служити система керування антенною установкою, призначенням якої є спостереження за об'єктом, що летить, характер руху якого заздалегідь невідомий.

Програмні АСК ЕП звичайно теж керують положенням виконавчого органа, що повинне змінюватися по заданій програмі. Розходження в принципах побудови систем програмного керування в значній мірі визначається розходженням форми завдання програми. Найбільше поширення в даний час мають числові системи програмного керування.

Здійснення цілей керування може утруднитися зміною в процесі роботи системи її параметрів чи зовнішніх умов. У цьому випадку постає задача побудови системи, що буде пристосовуватися до умов роботи, що змінюються, тобто адаптивної системи. У адаптивній системі здійснюється перенастроювання параметрів чи структури регуляторів таким чином, щоб забезпечити оптимальні умови роботи замкнутої системи у всьому діапазоні змін параметрів. За способом організації процесу адаптації системи можуть виконуватися як пошукові і безпошукові, тобто з автоматичним пошуком оптимальних умов роботи і без

нього. Крім того, за рівнем адаптації системи розділяються на *самонастроювальні*, у яких на основі динамічних характеристик об'єктів чи системи й інформації про параметри зовнішніх впливів, яка одержується в процесі роботи, здійснюється зміна параметрів регуляторів, і що *самоорганізуються*, у яких на основі поточної інформації про стан об'єкта відбувається формування алгоритму керування і зміна не тільки параметрів регуляторів, але і їхньої структури.

11.7.3. Автоматичні системи керування швидкістю електроприводів змінного струму

Розвиток напівпровідникової преосвітньої техніки привів до широкого використання електроприводів з електродвигунами змінного струму, до створення нових систем керування цими електродвигунами. У порівнянні із системами керування електроприводами постійного струму системи керування електроприводами змінного струму значно більш різноманітні. У регульованих електроприводах використовуються асинхронні електродвигуни з короткозамкненим чи фазним ротором, синхронні і вентильні електродвигуни. Застосовуються різні способи регулювання швидкості електродвигуна шляхом зміни: напруги статора, частоти і напруги статора, частоти і напруги ротора, додаткового опору в ланцюзі ротора й ін. Використовується значно більше число регульованих координат, чим в електроприводах постійного струму. Разом з тим є певні обмеження у використанні того чи іншого способу керування і створення на основі цього способу системи керування електродвигуном.

Керування електродвигунами змінного струму ускладнено низкою обставин, найбільш істотними з яких є наступні: 1) момент електродвигуна визначається добутком двох результуючих векторів електромагнітних параметрів статора і ротора і є функцією чотирьох змінних; 2) є сильна взаємодія сил статора, що намагнічують, і ротора, взаємний стан яких безупинно міняється при обертанні ротора; 3) з метою кращого використання двигуна в різних режимах його роботи виникає задача регулювання магнітного потоку двигуна.

Електродвигуни змінного струму разом з керованими перетворювачами являють собою складні багатозв'язані нелінійні об'єкти керування. Повний математичний опис таких об'єктів виявляється досить громіздким і непридатним для інженерних методів синтезу систем керування. Разом з тим у практиці побудови систем електроприводів, включаючи й АСК ЕП змінного струму, одержали поширення прості прийоми синтезу систем керування, засновані на принципах підлеглого керування і на використанні уніфікованих налаштувань контурів регулювання, що входять у систему керування. Використання цих прийомів дозволяє не тільки просто виконати синтез систем керування, але і створює обґрунтовану можливість спрощення математичного опису електроприводів змінного струму, зокрема можливість зневаги взаємозв'язком ряду координат і параметрів електроприводів.

Основна складність при створенні АСК ЕП змінного струму полягає в створенні незалежного керування електромагнітним моментом і потоком двигуна. Якщо це вдається виконати, то АСК ЕП змінного струму зі зворотними зв'язками по швидкості чи по положенню виконуються точно так само, як і

АСК ЕП постійного струму, включаючи і способи керування пусковими і гальмовими режимами.

Контрольні запитання

1. Що називається електроприводом?
2. З яких складових складається система електроприводу? Дайте пояснення призначення цих елементів?
3. Які існують типи електроприводів? Поясніть де вони застосовуються.
4. Запишіть основне рівняння руху електроприводу.
5. Що називають активним та реактивним моментом?
6. Запишіть вирази для часу пуску, гальмування двигуна.
7. Як будуються навантажувальні діаграми електропривода?
8. Від яких параметрів залежить температура електричного двигуна?
9. Що називають вентиляцією?
10. Які існують типи вентиляції?
11. Дайте характеристику основним номінальним режимам роботи електроприводу.
12. Які застосовують методи для розрахунку потужності двигунів, що входять до складу електроприводу?
13. Як здійснюється вибір типу двигуна?
14. Дайте пояснення структурі автоматичної системи керування технологічним процесом.
15. Які існують системи керування електроприводами?
16. Назвіть особливості автоматичних систем керування швидкістю електроприводів змінного струму.

Типові задачі

1. Визначити необхідну потужність двигуна для приводу механізму, що працює у повторно короткочасному режимі, $TB=40\%$, який задано навантажувальною діаграмою. Двигун повинен мати частоту обертання n .

t_1 , с	t_2 , с	t_3 , с	t_4 , с	t_5 , с	M_1 , Нм	M_2 , Нм	M_3 , Нм	M_4 , Нм	M_5 , Нм	n
12	11	5	52	45	25	0	20	13,5	0	1720

2. Визначити необхідну потужність двигуна для приводу механізму, що працює у повторно короткочасному режимі, який задано навантажувальною діаграмою. Двигун повинен мати частоту обертання n .

t_1 , с	t_2 , с	t_3 , с	t_4 , с	t_5 , с	P_1 , кВт	P_2 , кВт	P_3 , кВт	P_4 , кВт	P_5 , кВт	n
10	17	210	31	45	0	4	8	0	5	1025

3. Побудувати навантажувальну діаграму, якщо пуск двигуна здійснюється протягом 5 с, робота у сталому режимі – 55 с, гальмування – 2 с. Момент навантаження – активний, і дорівнює 54 Нм, момент інерції двигуна разом з механізмом – $0,17 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОБЕЗПЕКИ

§ 12.1. Дія електричного струму на організм людини

Широке застосування електричної енергії в промисловості супроводжується потенційною небезпекою поразки електричним струмом внутрішніх (поразка органів подиху, порушення роботи серця) чи зовнішніх (опіки) органів обслуговуючого персоналу. Положення погіршується ще тим, що відсутні якінебудь зовнішні ознаки, що застерігають людину про загрозову йому небезпеку.

Наслідки дії електричного струму на організм людини залежать, в основному, від величини струму, що проходить через тіло людини, і тривалості його дії. В залежності від цього розрізняють:

– відчутний струм – найменше значення струму, вплив якого відчуває людина. Величина його коливається від 0,5 до 2 мА при змінному струмі частотою 50 Гц і 5 – 7 мА – при постійному струмі;

– струм, що відпускає – найбільше (граничне) значення струму, при якому людина зберігає здатність самостійно звільнитися від контакту з частинами, що знаходяться під напругою;

– струм, що невідпускає – найменше значення струму, при якому людина втрачає здатність керувати м'язами, не може звільнитися самостійно від контакту і, отже, піддається смертельній небезпеці.

Для визначення величини короткочасного безпечного струму $I_{к\cdot\delta}$ користаються формулою Дальзієля:

$$I_{к\cdot\delta} = \frac{116}{\sqrt{t}}, \text{ мА}, \quad (12.1)$$

де t – тривалість впливу струму на людину, с.

Приведена формула рекомендована для визначення струмів понад 40–50 мА і час впливу від 0,03 до 3 с.

Комісія Центрального правління науково-технічного товариства енергетичної промисловості по встановленню критеріїв безпеки електричного струму, на підставі узагальнення вітчизняних і закордонних досліджень, рекомендує значення припустимих для людини струмів і напруги дотику в залежності від тривалості їхнього впливу (табл. 12.1).

Реакція організму при поразках електричним струмом і можливими наслідками поразки залежать від багатьох факторів: параметрів електричного ланцюга (напруги, опору), оточуючих умов (температури, вологості, тиску), шляху проходження струму через тіло людини, психологічного стану людини та ін.

Гранично припустимі рівні напруги і струмів дотику через тіло людини

Рід струму	Нормована величина	Тривалість впливу струму t, с											
		0,01-0,08	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	>1.0
Змінний, частотою 50 Гц	U, B I, mA	650	500	250	165	125	100	85	70	65	55	50	36
Випрямлений однопівперіодний	$U_{амп}, B$ $I_{амп}, mA$	650	500	400	300	250	200	190	180	170	160	150	–
Випрямлений двопівперіодний	$U_{амп}, B$ $I_{амп}, mA$	650	500	400	300	270	230	220	210	200	190	180	–
Постійний	U, B I, mA	650	500	400	350	300	250	240	230	220	210	200	40

Найбільш небезпечний струм, що проходить через серце, органи подиху і мозок. Постійний струм менш небезпечний у порівнянні з змінним. Електричний струм промислової частоти (50–60 Гц) є найбільш небезпечним для людини. Збільшення частоти струму до 2000–2500 Гц мало впливає на зменшення його небезпечного впливу, однак подальше збільшення частоти струму помітно зменшує ступінь небезпеки електричного струму, що використовується в медицині. Вага поразки організму залежить від хімічного складу крові, психологічного стану людини та ін. У стані сп'яніння людини чи при несподіваній його поразці дія струму стає більш небезпечною.

Основними факторами, що визначають величину струму, що проходить через тіло людини, є опір тіла людини і величина прикладеної до тіла напруги (напруга дотику).

Опір тіла людини залежить від розмірів поверхні дотику і його характеру (щільне охоплення чи випадкове торкання), стану шкіри (товщина рогового шару, її вологість, забруднення), величини прикладеної напруги і величини протікаючого струму. Для умов гірничих підприємств нижню границю опору тіла людини варто приймати на рівні 1000 Ом. Як гранично безпечну величину тривалого струму в нашій країні для вугільних шахт «Правила виготовлення вибухозахищеного ти рудничного електроустаткування» (ПВВРЕ) встановлюють 30 мА, а при автоматичній компенсації ємнісної складової струму витокку – 25 мА.

Знаючи безпечну величину тривалого струму ($I_{м.б}$) і мінімальну величину опору тіла людини $R_{люд}$, можна визначити припустиму безпечну величину напруги дотику:

$$U_{дот.прип} = I_{м.б} R_{люд} = 0,03 \cdot 1000 = 30 \text{ В.} \quad (12.2)$$

Діючими правилами і нормами на терені України не розмежується безпека між постійним і змінним струмом. Однак вважають, що для постійного струму величина тривалого припустимого струму складає 60–80 мА.

§ 12.2. Вплив режиму нейтралі електричних мереж на рівень електробезпеки

Надійність роботи електроустановок і систем електропостачання багато в чому залежить від режиму нейтралі мережі. Відповідно до Правил пристрою електроустановок (ПРЕ) за режимом роботи нейтралі всі електроустановки поділяються на дві групи:

- із глухозаземленою нейтраллю;
- із ізольованою нейтраллю.

Електричні мережі напругою до 1000 В працюють як з ізольованою, так і з заземленою нейтраллю. При виборі режиму роботи нейтралі враховують вимоги економії, надійності й електробезпеки.

У відношенні електробезпеки найбільш небезпечним є випадок одночасного дотику людини до відкритих струмоведучих частин двох фаз (рис.12.1).

Величина струму, що проходить через тіло людини, $I_{\text{люд}}$ у цьому випадку визначається напругою мережі й опором тіла людини і не залежить від режиму роботи нейтралі мережі:

$$I_{\text{люд}} = \frac{U_{\text{л}}}{R_{\text{люд}}} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{ф}}}{R_{\text{люд}}}, \quad (12.3)$$

де $U_{\text{л}}$, $U_{\text{ф}}$ — відповідно лінійна і фазна напруги мережі.

Однак випадок одночасного дотику до двох різних фаз мережі порівняно рідкий. Найбільш розповсюджений випадок дотику до однієї фази мережі або до отримавшого електричне з'єднання з фазою корпусу електроустановки. Величина струму, що проходить через тіло людини, яка доторкнулася до однієї фази, а отже, і безпека поразки струмом будуть залежати за інших рівних умов від того, заземлена чи ізольована нейтраль електричної мережі.

Мережею з глухозаземленою нейтраллю називається мережа, у якій нейтралі (нульові точки) генераторів і трансформаторів приєднані до пристрою, що заземлює, безпосередньо чи через малий опір. У мережі з заземленою нейтраллю, при нормальному опорі ізоляції, напруга кожної фази щодо землі практично дорівнює фазній напрузі. Доторкнувшись до будь-якої фази людина виявляється під фазною напругою (рис. 12.2).

Величина струму, що проходить через тіло людини, у цьому випадку, якщо знехотити малими величинами опору ґрунту $r_{\text{зр}}$ і робочого заземлення r_3 у порівнянні з опором людини $R_{\text{люд}}$, буде:

$$I_{\text{люд}} = \frac{U_{\text{ф}}}{R_{\text{люд}} + r_{\text{зр}} + r_3} \approx \frac{U_{\text{ф}}}{R_{\text{люд}}}. \quad (12.4)$$

Як бачимо з рівняння (12.3), струм $I_{\text{люд}}$ визначається напругою мережі й опором тіла людини. Цей струм небезпечний вже при лінійній напрузі мережі 127 В.

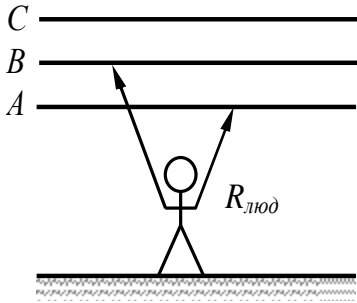


Рис. 12.1. Дотик людини до двох фаз електричної мережі

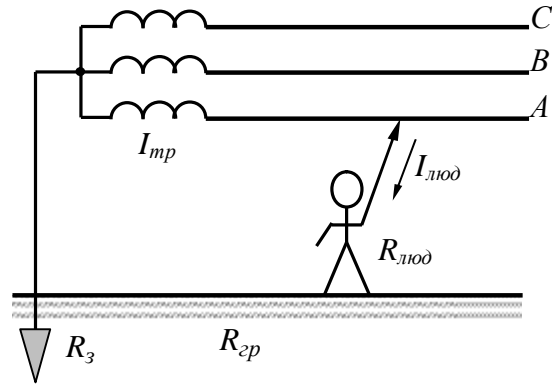


Рис. 12.2. Дотик людини до фази у мережі з заземленою нейтраллю

Мережею з ізолюваною нейтраллю називається мережа, у якій нейтралі генераторів і трансформаторів ізолювані від землі чи з'єднані з нею через велике (у порівнянні з ізоляцією мережі щодо землі) опір.

Небезпека поразки електричним струмом у випадку дотику до струмоведучих частин у системі з ізолюваною нейтраллю значною мірою залежить від величини ємності мережі щодо землі. Відповідно до цього електричні мережі можна розділити на дві основні групи: з малою ємністю мережі щодо землі і з великою ємністю.

Розглянемо електричну мережу з ізолюваною нейтраллю з малою (близькою до нуля) ємністю мережі щодо землі (рис. 12.3) при рівності опору ізоляції фаз щодо землі $r_1 = r_2 = r_3$. При дотику людини, що має опір $R_{\text{люод}}$, до фази I опір ізоляції цієї фази зменшиться до величини $r'_1 = \frac{r_1 \cdot R_{\text{люод}}}{r_1 + R_{\text{люод}}}$, і симетрія системи порушиться. Тепер напруги кожної з фаз щодо землі виявляться рівними

$$\mathcal{U}_A = \mathcal{U}_1 - \mathcal{U}_0 = \overline{AO'}; \quad \mathcal{U}_B = \mathcal{U}_2 - \mathcal{U}_0 = \overline{BO'}; \quad \mathcal{U}_C = \mathcal{U}_3 - \mathcal{U}_0 = \overline{CO'},$$

де $\mathcal{U}_1 = \overline{AO}$; $\mathcal{U}_2 = \overline{BO}$; $\mathcal{U}_3 = \overline{CO}$ – фазна напруга при нормальному режимі роботи мережі; \mathcal{U}_0 – напруга зсуву нейтралі мережі.

Через опори ізоляції кожної фази і тіло людини будуть проходити струми витоку:

$$\mathcal{I}_1 = \frac{\mathcal{U}_A}{r_1} = \frac{\mathcal{U}_1 - \mathcal{U}_0}{r_1}; \quad \mathcal{I}_2 = \frac{\mathcal{U}_B}{r_2} = \frac{\mathcal{U}_2 - \mathcal{U}_0}{r_2}; \quad \mathcal{I}_3 = \frac{\mathcal{U}_C}{r_3} = \frac{\mathcal{U}_3 - \mathcal{U}_0}{r_3};$$

$$\mathcal{I}_{\text{люод}} = \frac{\mathcal{U}_A}{R_{\text{люод}}} = \frac{\mathcal{U}_1 - \mathcal{U}_0}{R_{\text{люод}}}.$$

На підставі першого закону Кирхгофа геометрична сума миттєвих значень струмів витоку

$$\sum \mathcal{I} = \mathcal{I}_1 + \mathcal{I}_2 + \mathcal{I}_3 + \mathcal{I}_{\text{люод}} = 0. \quad (12.5)$$

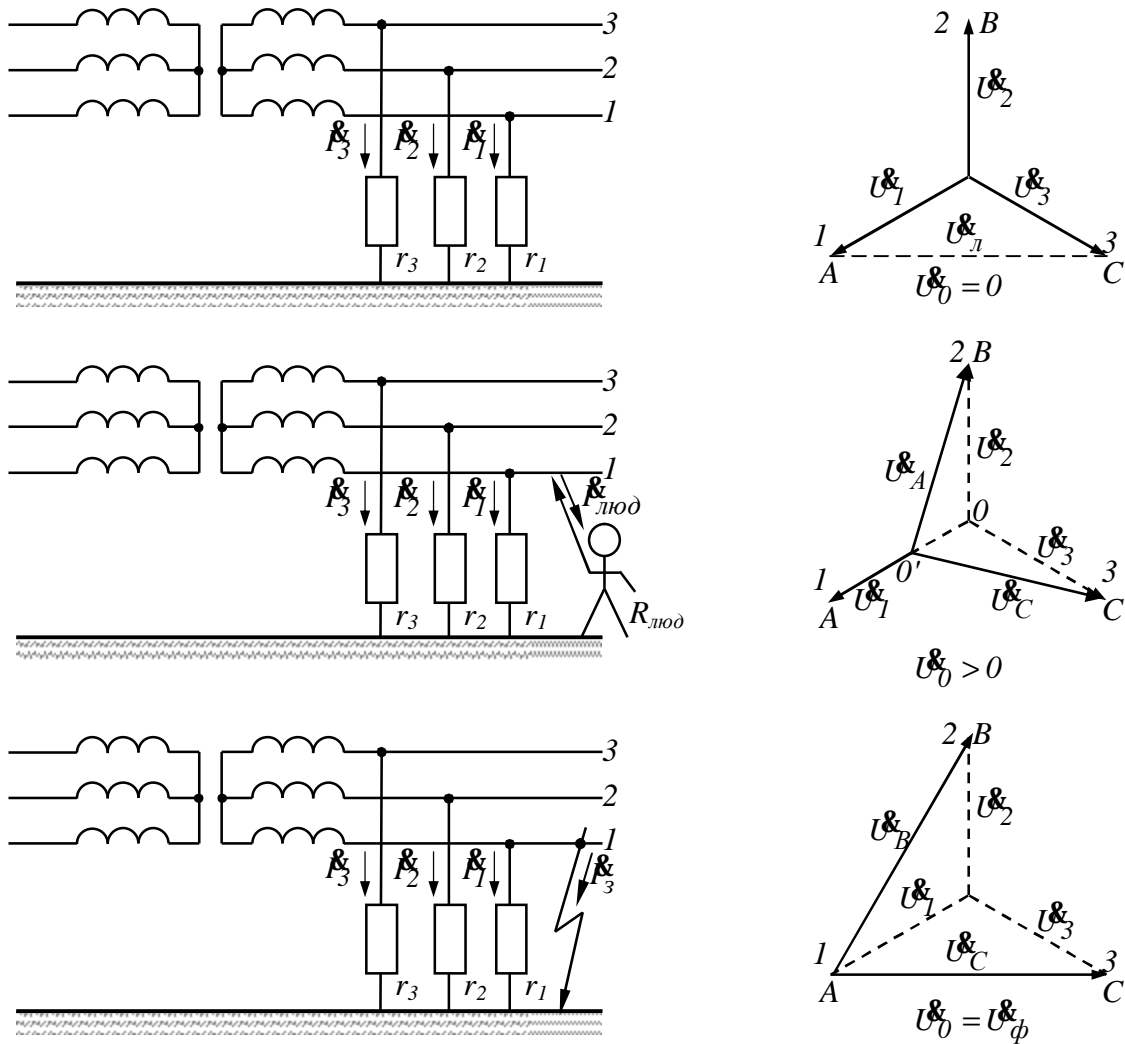


Рис. 12.3. Схеми і векторні діаграми електричної мережі з ізолюваною нейтраллю без врахування ємності мережі

Підставляючи в це вираження значення відповідних струмів, одержимо

$$\frac{U_1 - U_0}{r_1} + \frac{U_2 - U_0}{r_2} + \frac{U_3 - U_0}{r_3} + \frac{U_1 - U_0}{R_{\text{людо}}} = 0. \quad (12.6)$$

З огляду на те, що в симетричній системі

$$r_1 = r_2 = r_3 = r \quad \text{і} \quad U_1 + U_2 + U_3 = 0,$$

рівняння (12.6) прийме вид

$$\frac{U_1 - U_0}{R_{\text{людо}}} - \frac{3U_0}{r} = 0, \quad (12.7)$$

відкіля напруга зсуву нейтралі (напруга нульової послідовності)

$$U_0 = \frac{U_1 r}{3R_{\text{людо}} + r}. \quad (12.8)$$

Підставляючи у вираження (12.7) замість U_0 його значення, одержимо рівняння для визначення струму, що проходить через тіло людини:

$$I_{\text{люд}} = \frac{3U_{\phi}}{3R_{\text{люд}} + r}, \quad \text{або} \quad I_{\text{люд}} = \frac{3U_{\phi}}{3R_{\text{люд}} + r}. \quad (12.9)$$

Аналіз рівняння (12.9) показує, що безпека в мережах з ізольованою нейтраллю і малою ємністю багато в чому залежить від опору ізоляції мережі. Високий опір ізоляції мережі забезпечує безпечне значення струму, що проходить через тіло людини у випадку дотику його до однієї з фаз. Приймавши $I_{\text{люд}} = I_{\text{м.б}}$, з рівняння (12.9) можна визначити мінімальне безпечне значення ізоляції мережі:

$$r = \frac{3U_{\phi}}{I_{\text{м.б}}} - 3R_{\text{люд}}. \quad (12.10)$$

Найбільш небезпечним буває дотик людини до однієї з фаз, коли яка-небудь з інших фаз замкнута на землю (наприклад, $r_2=0$). У цьому випадку струм, що проходить через тіло людини, визначається величиною лінійної напруги.

$$I_{\text{люд}} = \frac{U_{\text{л}}}{R_{\text{люд}}} = \frac{\sqrt{3}U_{\phi}}{R_{\text{люд}}}. \quad (12.11)$$

Таким чином, дотик до однієї з фаз у мережі з ізольованою нейтраллю виявляється небезпечним лише у випадку, коли опір ізоляції іншої фази дорівнює нулю чи коли опір ізоляції мережі недостатньо великий.

Якщо врахувати наявність ємності мережі щодо землі, то ємнісні опори x_c виявляться приєднаними паралельно активному опору ізоляції мережі (рис. 12.4), а струм, що проходить через тіло людини, визначиться з рівняння

$$I_{\text{люд}} = 3U_{\phi} Y \frac{Y_{\text{люд}}}{3Y + Y_{\text{люд}}}, \quad (12.12)$$

де $Y = \frac{1}{r} + j\omega C$ – провідність ізоляції однієї фази мережі щодо землі;

$Y_{\text{люд}} = \frac{1}{R_{\text{люд}}}$ – провідність тіла людини; C – ємність однієї фази мережі щодо землі; ω – кутова частота струму в мережі.

У мережах високої напруги $I_{\text{люд}}$ визначається також по рівнянню (12.12). Однак, з огляду на те, що в таких мережах величина x_c може виявитися в багато разів менше r , струмами витоку через активний опір ізоляції можна зневажити. Тоді, рахуючи, що $C_1 = C_2 = C_3 = C$,

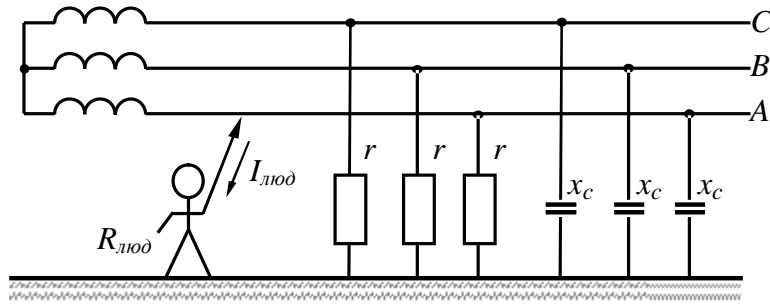


Рис. 12.4. Дотик людини до фази зі значною ємністю мережі щодо землі

$$I_{\text{люд}} = \frac{3U_{\phi} \omega C}{\sqrt{9R_{\text{люд}}^2 \omega^2 C^2 + 1}}. \quad (12.13)$$

При глухому замиканні однієї фази на землю струм, що проходить через місце замикання, I_z визначиться з рівняння:

$$I_z = 3U_{\phi} \omega C. \quad (12.14)$$

Приблизно ємнісні струми замикання на землю визначаються виходячи із середніх значень ємності:

- для повітряних ліній

$$I'_z = \frac{U_{\text{л}} L_{\text{нов}}}{350} = \frac{\sqrt{3} U_{\phi} L_{\text{нов}}}{350}; \quad (12.15)$$

- для кабельних ліній 6–10 кВ

$$I''_z = \frac{U_{\text{л}} L_{\text{к}}}{10} = \frac{\sqrt{3} U_{\phi} L_{\text{к}}}{10}; \quad (12.16)$$

- для змішаних повітряних і кабельних ліній

$$I_z = I'_z + I''_z = \frac{\sqrt{3} U_{\phi} (L_{\text{нов}} + 35L_{\text{к}})}{350}, \quad (12.17)$$

де $L_{\text{нов}}$ і $L_{\text{к}}$ – відповідно довжина повітряних і кабельних ліній, електрично зв'язаних між собою, км.

Для забезпечення безпеки експлуатації мережі з ізолюваною нейтраллю першорядне значення мають високий опір ізоляції і мінімальна ємність мережі. Величина опору ізоляції визначається в основному властивостями ізоляційних матеріалів і умовами її експлуатації. Так, наприклад, величина опору ізоляційних матеріалів знижується при їхньому зволоженні. Для підтримки високого опору ізоляції використовують якісні ізоляційні матеріали, проводять підсушування ізоляції, а також, по можливості, створюють мікроклімат.

На відміну від методів підвищення опору ізоляції, що значною мірою за-

лежать від прийнятих конструктивних і експлуатаційних мір, зниження ємності мережі практично не можна досягти цими мірами, якщо не враховувати можливість дроблення мережі.

Зменшити вплив ємності мережі на безпеку експлуатації можна шляхом компенсації ємнісної складової струму витоку, для чого між нейтраллю мережі і землею необхідно включити індуктивний опір. У цьому випадку через місце ушкодження, крім активної і ємнісної складової, протікає індуктивна складова, котра по фазі відрізняється від ємнісної на 180° . Сумарний струм у місці ушкодження відповідно зменшується.

Відзначимо, що за допомогою описаних методів можна лише знизити величину електричного струму, що проходить через тіло людини, і тим самим зменшити, але не попередити цілком небезпеку поразки їм.

§ 12.3. Міри захисту від поразки електричним струмом

В даний час широко застосовуються загальні міри "попередження" поразки струмом, з яких основними є:

1. *Роз'яснювальна робота про небезпеку електричного струму і мірах боротьби з ними.*

2. *Забезпечення неприступності дотику до струмоведучих частин.* Цей захід здійснюється шляхом монтажу відкритих струмоведучих частин електроустановки (наприклад, голі контактні проводи електровозного відкочування та ін.) на недоступній для випадкового дотику висоті.

3. *Захист від випадкового дотику до струмоведучих частин.* Цей захист забезпечується:

- закритим виконанням рудничного устаткування, тобто застосуванням оболонок (корпусів) для електричних машин і апаратів, кабельних введень і т.п., що закривають неізольовані струмоведучі частини;

- застосуванням блокувальних пристроїв, що перешкоджають доступу до струмоведучих частин до зняття з останніх напруги.

4. *Застосування зниженої напруги* для електроустановок найбільш небезпечних у відношенні поразки електричним струмом. До таких установок у шахтах відносяться переносні електричні машини й апарати (ручні електросвердла, переносні електроосвітлювальні установки, сигнальні установки й ін.), для яких діючі ПБ наказують застосування напруги не понад 127 В.

По цих же причинах для живлення ланцюгів захисту і дистанційного керування, електрично зв'язаних з корпусом електроустаткування, допускається застосування напруги не понад 36 В.

5. *Ізоляція неструмоведучих частин.* Цей захід здійснюється головним чином для ручних електросвердел. Рукоятки і тильну частину електроустаткування, з якими безпосередньо стикається бурильник під час роботи, покривають надійним і міцним шаром ізоляції.

6. *Загальні міри безпеки.* До них відносяться застосування ізолюючих підставок і килимків, гумових ботів і рукавичок, сигналізації й ін.

Але ці загальні міри недостатні для забезпечення безпечного застосування електричної енергії в підземних виробленнях шахт. Тому в підземних виробленнях застосовуються також спеціальні міри забезпечення безпеки.

В умовах експлуатації електроустановок поразка електричним струмом може відбутися при дотику людини:

- 1) до відкритих струмоведучих частин електроустановок, що знаходиться під напругою;
- 2) до металевих корпусів чи частин електроустановки, що нормально не знаходяться під напругою, але які здобувають небезпечний потенціал у випадку замикання струму на корпус.

Як основний засіб захисту від небезпеки поразки струмом при дотику до корпусу, який виявився під напругою щодо землі, одержало саме широке поширення захисне заземлення електроустановки, тобто з'єднання з землею його частин, що нормально не знаходяться під напругою.

Захист від небезпеки поразки при дотику до струмоведучих частин електроустановок, що знаходяться під напругою, здійснюється за допомогою захисного відключення за допомогою реле витоку.

Це реле витоку здійснює також резервний захист від небезпечних наслідків дотику до корпусу електроустановки, який виявився під напругою щодо землі.

§ 12.4. Призначення захисного заземлення

У мережі з ізольованою нейтраллю при ушкодженні ізоляції одного з провідників, що знаходяться усередині провідного корпусу електроустановки, останній виявляється під напругою щодо землі (рис. 12.5).

Якщо до такого корпусу доторкнеться людина, що стоїть на провідному ґрунті, а корпус виявиться ізольованим від землі, то виникаючий під дією цієї напруги струм цілком пройде через людину. Величина цього струму при опорі кожної фази мережі щодо землі $z_1 = z_2 = z_3 = z$ і при опорі людини $R_{люд}$, визначиться вираженням

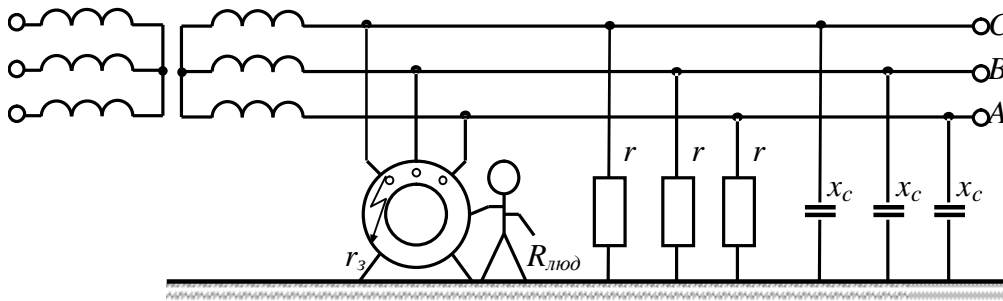


Рис. 12.5. Дотик людини до корпусу електроустановки з ушкодженою ізоляцією

$$I_{люд} = \frac{3U}{3R_{люд} + z} \quad (12.18)$$

Якщо і корпус і людина знаходяться на провідному ґрунті (рис. 12.5), по-

вний струм замикання на землю (струм витоку) виявиться рівним

$$I = \frac{3U}{3r'_{yt} + z} = \frac{3U}{\frac{3R_{люд}r_3}{R_{люд} + r_3} + z}, \quad (12.19)$$

де r'_{yt} – опір, утворений паралельним з'єднанням опору людини $R_{люд}$ і перехідного опору корпусу електроустановки щодо землі r_3 , тобто

$$r'_{yt} = \frac{R_{люд}r_3}{R_{люд} + r_3}.$$

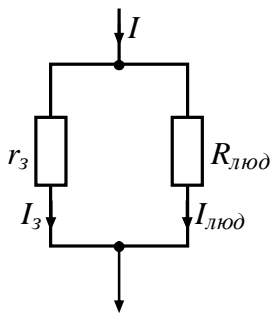


Рис. 12.6. Розподіл струмів витоку при дотику людини до заземленого корпусу електроустановки з ушкодженою ізоляцією

У цьому випадку струм з мережі в землю розгалужується по двох шляхах. Частина цього струму проходить через людину, що доторкнулася до корпусу, а частина йде через корпус у землю (рис. 12.6).

При паралельному з'єднанні опору людини $R_{люд}$ і опору корпусу щодо землі r_3 струми, що протікають через них виявляються зворотно-пропорційними цим опорам:

$$I_3 = I \frac{R_{люд}}{R_{люд} + r_3}; \quad I_{люд} = I \frac{r_3}{R_{люд} + r_3}. \quad (12.20)$$

Якщо співвідношення величин $R_{люд}$ і r_3 буде таким, що частина повного струму витоку, яка протікає через людину виявиться менше граничної безпечної величини $I_{0,б}$, той дотик до корпусу буде безпечним. Тому для попередження небезпеки варто максимально можливо знизити величину перехідного опору корпусу щодо землі r_3 . У зв'язку з цим ПБ передбачають необхідність створення спеціальних, постійно існуючих надійних з'єднань корпусів електроустановки з землею – захисних заземлень, що знижують значення r_3 . Якщо, наприклад, $r_3 = 4 \text{ Ом}$, то через людину пройде тільки 1/250 частина струму замикання.

Заземленню підлягають усі металеві частини електроустановок, що нормально не знаходяться під напругою, але можуть виявитися під напругою через ушкодження ізоляції.

Захисне заземлення – важлива міра захисту від небезпечних напруг дотику на корпусах електроустановки, що повинна забезпечувати умову

$$U_{dot} = I_3 r_3 \leq U_{прин}, \quad (12.21)$$

де I_3 – струм однофазного замикання на корпус; $U_{прин}$ – припустима за умовами електробезпечності напруга; r_3 – опір заземлення.

До захисного заземлення пред'являються наступні основні вимоги:

- максимальний опір заземлення, який вимірюється у кожній (у тому числі і найбільш віддаленій від головних заземлювачів) точці заземлюючої мере-

жі, не повинен перевищувати 4 Ом (2 Ом для підземних гірничих робіт);

– загальна мережа захисного заземлення повинна створюватися шляхом безупинного (як правило, паралельного) з'єднання всіх заземлених елементів між собою.

§ 12.5. Сутність захисного відключення

Захисне відключення служить основною захисною мірою від небезпеки дотику людини до струмоведучих частин електроустановки, що знаходяться під напругою. Це – швидкодіючий захист, що забезпечує автоматичне відключення електроустановки при досягненні струмом через тіло людини гранично безпечного значення.

Існує велика кількість схем і конструкцій пристроїв захисного відключення, заснованих на різних принципах. У мережах з ізолюваною нейтраллю *пристрої захисного відключення (ПЗВ)* здійснюються за принципом накладення оперативного струму на контрольовану мережу, а також з використанням вентильних схем. Такі пристрої крім захисного відключення виконують ще одну дуже важливу функцію – вимір і контроль активного опору ізоляції мережі щодо землі. У цьому випадку захисні і профілактичні функції сполучаються.

Принцип роботи захисного відключення в мережі з ізолюваною нейтраллю розглянемо на схемі (рис. 12.7), де ПЗВ показано в загальному виді, незалежно від його внутрішньої схеми.

При досягненні струму уставки ПЗВ спрацьовує, і за допомогою відключаючої котушки *QF1* автоматичного вимикача знімає напругу з мережі.

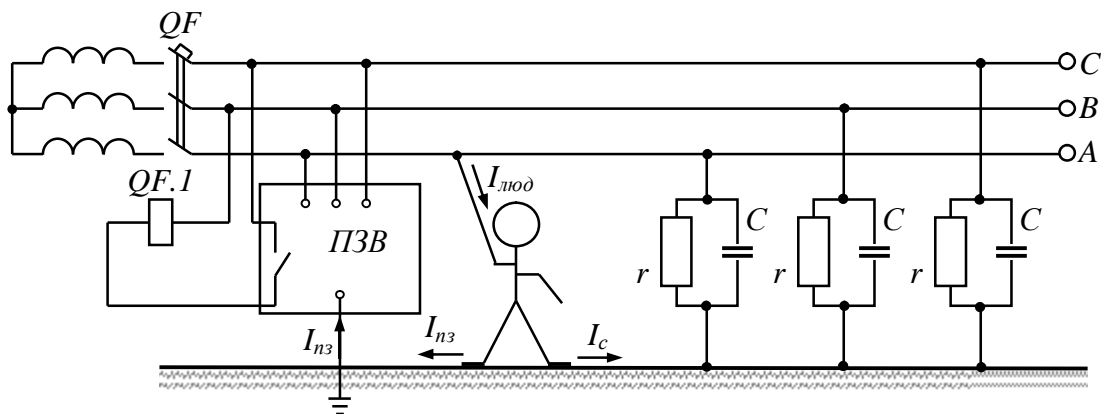


Рис.12.7. Принципова схема захисного відключення і контролю ізоляції в мережі з ізолюваною нейтраллю

Велике значення з позицій безпеки і надійності мережі має час спрацьовування ПЗВ. Необхідно мати захист із найменшим часом відключення. Час відключення складається з часу дії захисту і часу дії автоматичного вимикача з приводом. Для ПЗВ час відключення приймається 0,1–0,2 с. Це значить, що відключення аварійної ділянки чи мережі в цілому повинно здійснюватися за час не більш 0,1–0,2 с.

Захисне відключення можна застосовувати як єдину міру захисту, так і основною, разом з додатковим заземленням чи зануленням. Більш високі вимоги повинні пред'являтися до тих пристроїв захисного відключення, що використовуються як єдина міра захисту. В таких пристроях необхідний самоконтроль для запобігання роботі електроустановки при несправному захисному відключенні. Однак здійснення самоконтролю не повинно знижувати вимоги до надійності захисного відключення, щоб уникнути перебоїв в електропостачанні.

Аналогічно реагує пристрій і на зниження загального активного опору ізоляції мережі щодо землі:

$$r_{\Sigma} = \frac{r_A \cdot r_B \cdot r_C}{r_A r_B + r_B r_C + r_C r_A}.$$

При цьому струм уставки є функцією цього опору, тобто $i_{y.z} = f(r_{\Sigma})$. Наявний у пристрої килоомметр вимірює загальний активний опір ізоляції мережі щодо землі.

Опір, при якому повинно спрацювати реле захисту (опір уставки), може бути визначене з рівняння

$$r_y = \frac{r_{кр} r_{люд}}{3r_{люд} + r_{кр}}, \quad (12.22)$$

де $r_{кр}$ – критичний опір ізоляції, при якому струм через тіло людини при його однополюсному дотику не перевищує гранично безпечний струм; $r_{люд}$ – опір людини.

Основний недолік розглянутого принципу ПЗВ – неселективне відключення електроустановки як при однополюсному дотику людини, так і при зниженні загального активного опору ізоляції мережі щодо землі.

§ 12.6. Занулення

Зануленням називається навмисне з'єднання неструмоведучих частин електроустановки, що випадково можуть виявитися під напругою, із глухо заземленої нейтраллю джерела живлення за допомогою нульового проводу.

Занулення застосовується в мережах напругою до 1000 В з заземленою нейтраллю. Корпуса електроустановки при зануленні з'єднують *не* з заземлювачами, а з нульовим проводом (рис. 12.8, а).

При ушкодженні ізоляції (пробій на корпус) виникає струм короткого замикання (к.з.), здатний забезпечити спрацювання захисту і, отже, автоматичне відключення ушкодженої установки від мережі. В якості апаратів захисту застосовують плавкі запобіжники, автоматичні вимикачі, магнітні пускачі й ін.

Основна вимога Правил пристрою електроустановок (ППЕ) до пристрою занулення – забезпечити значення струму, що надійно відключає аварійну ді-

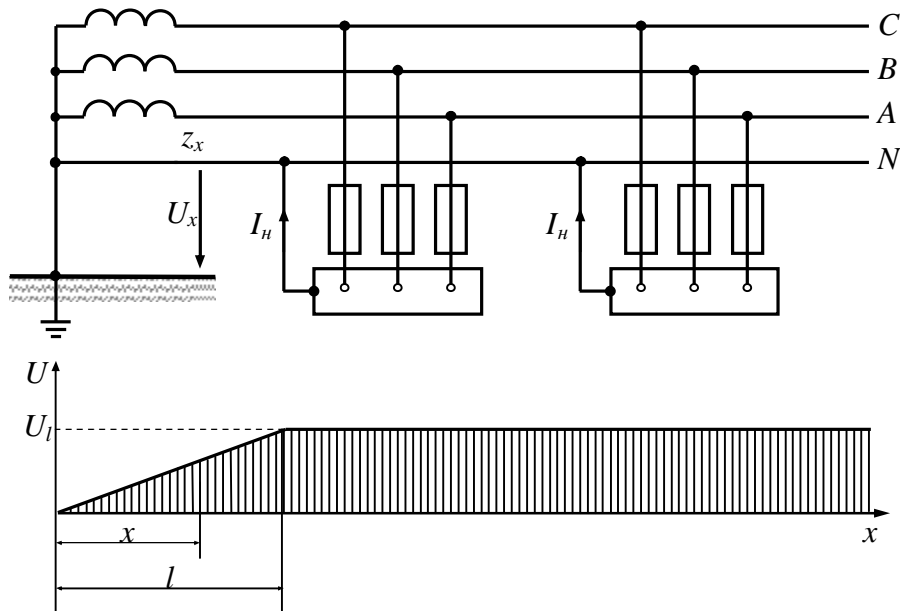


Рис.12.8. Принципова схема занулення електрообладнання в мережі з заземленою нейтраллю (а) і діаграма напруги щодо землі на нульовому проводі (б)

лянку мережі. Для цього необхідно, щоб струм к.з.

$$I_{\kappa} \geq k I_{\text{ном}}, \quad (12.23)$$

де $I_{\text{ном}}$ – номінальний струм плавкої вставки чи струм уставки розчеплювача автоматичного вимикача; k – коефіцієнт, прийнятий у залежності від виду захисного пристрою (при захисті плавкими вставками чи автоматичними вимикачами, що мають розчеплювачі з зворотною залежною від струму характеристикою, $k = 3$).

При замиканні на занулений корпус струм проходить через опори: фази трансформатора z_T , фазного проводу z_ϕ і нульового проводу z_n .

Комплекс струму визначається фазною ЕРС трансформатора \mathcal{E} і повним опором ланцюга к.з.:

$$\mathcal{I}_{\kappa} = \frac{\mathcal{E}}{z_T + z_\phi + z_n}. \quad (12.24)$$

З вираження (12.24) можна знайти діюче значення струму. Приймаючи $E = 1,05U_\phi$, одержимо

$$I_{\kappa} = \frac{1,05U_\phi}{\sqrt{(r_\phi + r_n + r_T)^2 + (X_\phi + X_n + X_T)^2}}, \quad (12.25)$$

де r_ϕ , r_n – активний опір відповідно фазного і нульового проводу; r_T – активний опір однієї фази трансформатора; X_ϕ , X_n – індуктивний опір відповідно фазного і нульового проводу; X_T – індуктивний опір розсіювання трансформатора.

При проходженні струму к.з., на занулених корпусах устаткування виникає напруга щодо землі U_n , що у місці к.з. складає

$$U_n = I_k \sqrt{r_n^2 + X_n^2} = I_k Z_n . \quad (12.26)$$

На рис. 12.8, б показана діаграма напруги щодо землі на нульовому проводі, а, отже, і на зануленому устаткуванні при проходженні струму к.з. Напруга на відстані x від заземлювача нейтралі

$$U_{nx} = I_k Z_{nx} . \quad (12.27)$$

В окремому випадку, коли $X_n = 0$; $r_\phi / r_n = 1$ (параметри нульового і фазного проводів рівні) і $U_\phi = 220$ В, одержимо

$$U_n = \frac{U_\phi}{1 + r_\phi / r_n} = \frac{220}{1 + 1} = 110 \text{ В.}$$

З приведеного приклада впливає, що під час проходження струму к.з. на корпусах зануленого устаткування можуть виникати значні потенціали щодо землі. Тому швидке відключення ушкодженого устаткування – основна вимога до системи занулення у відношенні безпеки експлуатації.

Основні недоліки захисного занулення:

- 1) занулення сприяє виносу потенціалу по нульовому провіднику на неушкоджене устаткування, що приводить до розширення небезпечної зони;
- 2) відносно великий час спрацьовування апаратів захисту приводить до підвищеної небезпеки на цей час;
- 3) відмовлення в роботі при обриві нульового проводу;
- 4) при віддалених від джерела точках замикання струм к.з. може виявитися недостатнім для спрацьовування захисту, внаслідок чого створюється підвищена небезпека експлуатації.

К о н т р о л ь н і з а п и т а н н я

1. Який вплив здійснює електричний струм на тіло людини?
2. Які фактори визначають величину струму, що проходить через тіло людини?
3. Як, відповідно до ППЕ, поділяються по режиму роботи нейтралі всі електроустановки?
4. Що називають мережею з глухозаземленою нейтраллю? Які вона має особливості?
5. Що називають мережею з ізольованою нейтраллю? Які вона має особливості?
6. Які застосовуються міри захисту від поразки електричним струмом?
7. Поясніть призначення захисного заземлення.
8. Поясніть сутність захисного відключення.
9. Поясніть призначення занулення.

Розділ II

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ

Глава тринадцята

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ТА МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

§ 13.1. Загальні відомості про електроніку

Електроніка – це галузь науки і техніки, що займається вивченням фізичних основ функціонування, дослідженням, розробкою і застосуванням приладів, робота яких заснована на протіканні електричного струму у твердому тілі, вакуумі і газі. Такими приладами є *напівпровідникові* (протікання струму у твердому тілі), *електронні* (протікання струму у вакуумі) і *іонні* (протікання струму в газі) прилади. Головне місце серед них у даний час займають напівпровідникові прилади. Загальною властивістю всіх названих приладів є те, що вони є істотно *нелінійними елементами*, нелінійність їхніх вольт-амперних характеристик, як правило, є ознакою, що визначає найважливіші їхні властивості.

Промислова електроніка – це частина електроніки, що займається застосуванням напівпровідникових, електронних і іонних приладів у промисловості. Незважаючи на розходження областей застосування і різноманіття режимів роботи промислових електронних пристроїв, вони будуються на основі спільних принципів і складаються з обмеженого числа функціональних вузлів. Загальні принципи побудови цих функціональних вузлів – *електронних схем* – розглядає промислова електроніка.

Промислова електроніка поділяється на дві великі області:

1. *Інформаційна електроніка* – займається пристроями для передачі, обробки і відображення інформації. Підсилювачі сигналів, генератори напруг різної форми, логічні схеми, лічильники, індикаторні пристрої і дисплеї обчислювальних машин – все це пристрої інформаційної електроніки. Характерними рисами сучасної інформаційної електроніки є складність і різноманіття розв'язуваних задач, висока швидкодія і надійність. Інформаційна електроніка в даний час нерозривно зв'язана з застосуванням інтегральних мікросхем, розвиток і удосконалювання яких у головній мері визначає рівень розвитку цієї галузі електронної техніки.

2. *Енергетична електроніка (перетворююча техніка)* – займається перетворенням одного виду електричної енергії в іншій. Майже половина електроенергії, виробленої у світі, споживається у виді постійного струму чи струму нестандартної частоти. Велика частина перетворень електричної енергії в даний час виконується напівпровідниковими перетворювачами. Основними видами перетворювачів є випрямлячі (перетворення змінного струму в постійний), інвертори (перетворення постійного струму в змінний), перетворювачі частоти, регульовані перетворювачі постійної і змінної напруг.

Вся електроніка поділяється на аналогову, імпульсну і цифрову. *Аналого-*

ва охоплює ті електронні пристрої, що призначені для обробки інформації безупинної функції, що змінюється за певним законом. *Цифрова* – охоплює електронні пристрої, які використовуються для перетворення й обробки інформації з закону дискретної функції. *Імпульсна* – перетворить аналоговий сигнал у дискретний шляхом квантування.

13.1.1. Класифікація електронних пристроїв

Електронні пристрої (ЕП) за способом формування і передачі сигналів поділяються на аналогові і дискретні.

Аналогові ЕП – призначені для обробки інформації безупинної функції, що змінюється за певним законом. Достоїнства – теоретично максимально досяжні точність і швидкодія, простота пристрою. Недоліки – низька стійкість до збурюючих сигналів і нестабільність параметрів, перекохчування сигналів при передачі їх на великі відстані, труднощі довгострокового збереження результатів, низька енергетична ефективність.

Дискретні ЕП – призначені для прийому, перетворення і передачі електричних сигналів, отриманих шляхом квантування за часом і (або) рівнем вихідної інформації у виді аналогової функції (рис. 13.1, а). (Квантування – процес заміни безупинного сигналу його значенням в окремих крапках). Інформація надається у виді імпульсів.

Дискретні ЕП поділяються на імпульсні, релейні і цифрові.

Імпульсні ЕП (ІЕП) – реалізують квантування вихідного сигналу $x(t)$ (рис. 13.1, а) за часом та перетворюють його в послідовність імпульсів, як правило, незмінної частоти (рис. 13.1, б). В ІЕП хоча і порушується безперервність представлення сигналів (інформації) в часі, самі значення, для обраних моментів часу точно відповідають значенням $x(t)$, тобто безперервність сигналу по величині зберігається.

Процес перетворення вихідної аналогової інформації в послідовність імпульсів називається імпульсною модуляцією. Розрізняють амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ), широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) та фазоімпульсну модуляцію (ФІМ). При амплітудно-імпульсній модуляції залежності $x(t)$ (рис. 13.2, а) модулюємим, тобто змінюваним параметром імпульсної послідовності, є амплітуда (рис. 13.2, б). При ШІМ – модулюємим параметром імпульсної послідовності є їх ширина (рис. 13.2, в). При ФІМ – модулюємим параметром є відстань між імпульсами, тобто їх фаза щодо вихідної послідовності

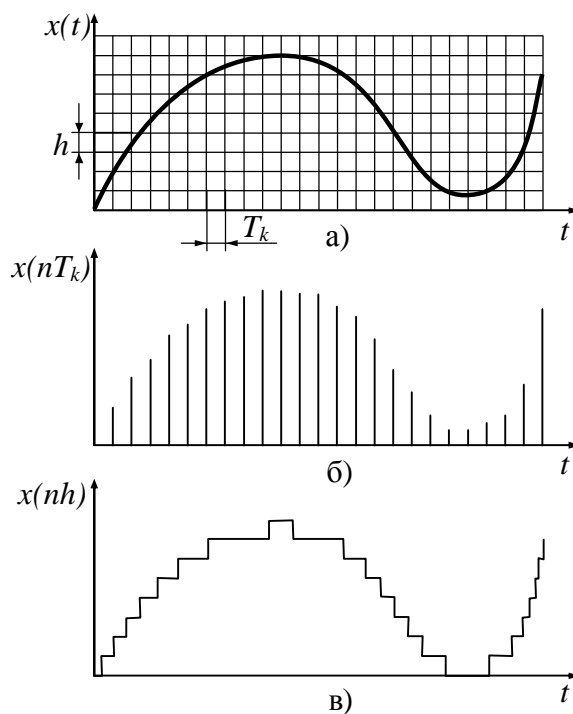


Рис. 13.1. Квантування аналогового сигналу $x(t)$ за часом – (а) та за рівнем – (б)

(рис. 13.2, з).

Реалізуючи повною мірою всі переваги дискретних пристроїв імпульсні пристрої поступаються аналоговим у точності та швидкодії. До того ж їх практична реалізація, через наявність імпульсного модулятора, характеризується великою складністю.

Релейні електронні пристрої (РЕП) реалізують квантування вихідного сигналу $x(t)$ за рівнем і перетворюють його в східчасту функцію, висота кожної зі сходинок якої пропорційна якоїсь наперед заданій величині h (див. рис. 13.1, в). Зміна рівня сигналу відбувається в довільні моменти часу, обумовлені тільки заданими рівнями nh і величиною $x(t)$. Тому аналогічно з ІЕП у моменти формування сходинок сигнал РЕП точно висвітлює значення вихідної інформації $x(t)$. Отже, при дискретизації представлення по величині РЕП зберігається безперервність відображення інформації в часі. Основна область застосування РЕП пов'язана з силовою електронікою. У порівнянні з ІЕП вони, як правило, простіше (імпульсного модулятора немає) і мають велику швидкодію.

Цифрові електронні пристрої (ЦЕП) реалізують квантування вихідного сигналу $x(t)$ як за часом, так і по величині. Тому у фіксовані моменти часу такі сигнали тільки приблизно відповідають значенням $x(t)$. Очевидно, чим більше дискретних значень, що може приймати сигнал, тобто більше рівнів дискретизації, тим точніше відповідає дискретний сигнал аналоговому. Однак у будь-якому випадку ми маємо справу з кінцевим числом його значень. Таким чином, у дискретному сигналі порушена безперервність представлення інформації і по величині, так і в часі.

Достоїнства ЦЕП: висока завадостійкість; висока надійність; можливість тривалого збереження інформації без її втрати; економічна ефективність, обумовлена високою технологічністю і повторюваністю пристроїв; енергетична ефективність, а також сумісність з інтегральною технологією.

Недоліки ЦЕП: мала швидкодія; мала точність. Однак менша швидкодія цифрових пристроїв з лишком окупається можливістю уніфікації самих цифрових елементів, що дозволяє за допомогою їхньої великої кількості успішно вирішувати питання підвищення точності і швидкодії ЦЕП.

Мінімально можливий обсяг, що може займати ЕП, у кінцевому рахунку визначається кількістю теплоти, що виділяється в цьому обсязі. Тому використання дискретних, методів обробки інформації дозволяє реалізувати ДЕП в значно меншому обсязі, чим у випадку аналогової інформації.

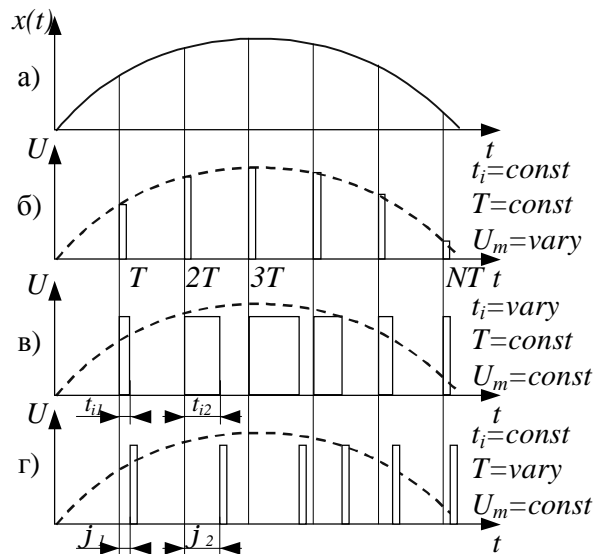


Рис. 13.2. Види імпульсної модуляції: а – вихідна аналогова величина; б – послідовність амплітудно-модульованих імпульсів; в – послідовність широтно-модульованих імпульсів; г – послідовність фазо-модульованих імпульсів

§ 13.2. Електропровідність напівпровідників, утворення і властивості *p-n*-переходу

13.2.1. Електропровідність напівпровідників

В основі сучасної промислової електроніки лежить застосування напівпровідникових приладів, тому її часто називають напівпровідниковою електронікою.

Розглянемо електричні властивості *напівпровідників*. Напівпровідниками називаються речовини, що мають питомий електричний опір у межах $10^3 - 10^4$ Ом-см і, що займають по електропровідності проміжне положення між металами і діелектриками. Зазначене розходження в електропровідності речовин обумовлено розходженням в енергетичних спектрах цих матеріалів, тобто розходженням у дозволених значеннях рівнів енергії електронів, які є в атомах, що складають структуру даної речовини.

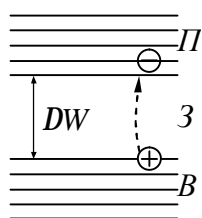


Рис. 13.3. Енергетична діаграма чистого напівпровідника

При утворенні кристала енергетичні рівні атомів розщеплюються, що приводить до утворення зон, що складаються з близько розташованих друг до друга енергетичних рівнів. На енергетичній діаграмі чистого напівпровідника (рис. 13.3) показані *B* – валентна зона, усі рівні якої при температурі абсолютного нуля заповнені електронами, *П* – зона вільних електронів (*зона провідності*), на рівні якої можуть переходити електрони при порушенні атомів, і *З* – *заборонена зона*, енергетичні рівні в якій відсутні. Наявність забороненої зони означає, що для переходу в зону провідності електрону необхідно надати енергію, більшу, ніж *DW*.

У металів заборонена зона відсутня і валентна зона безпосередньо стикається з зоною провідності. Тому в металах число вільних електронів велике, що і забезпечує їх високу електро- і теплопровідність. У ізоляторів ширина забороненої зони велика ($DW > 4 eV$) і при звичайних умовах електрони провідності практично відсутні.

У металів заборонена зона відсутня і валентна зона безпосередньо стикається з зоною провідності. Тому в металах число вільних електронів велике, що і забезпечує їх високу електро- і теплопровідність. У ізоляторів ширина забороненої зони велика ($DW > 4 eV$) і при звичайних умовах електрони провідності практично відсутні.

Ширина забороненої зони *DW* у найбільш розповсюджених напівпровідників – германія (*Ge*) і кремнію (*Si*) – складає відповідно 0,72 і 1,12 еВ. Кількість відомих у даний час напівпровідникових матеріалів досить велика. Для виготовлення напівпровідникових приладів застосовуються прості напівпровідникові речовини – *германій, кремній, селеній* – і складні напівпровідникові матеріали – *арсенід галію, фосфід галію* та інші. Чисті напівпровідники належать до IV групи елементів таблиці Менделєєва і мають по чотири валентних електрона.

Через відносно вузьку заборонену зону в *Ge* і *Si* вже при температурі, близької до кімнатної ($T \approx 300 K$), деякі електрони одержують енергію, достатню, щоб перетнути заборонену зону і перейти в зону провідності. При відході електрона у валентній зоні залишається незаповнений енергетичний рівень – дірка. У кристалічних ґратах при цьому відбувається розрив одного з валентних зв'язків у кристалі напівпровідника і поява вільного електрона, що може вільно

переміщатися по кристалі, і дірки – вузла ґрати, позбавленої одного з електронів зв'язку. Обірваний зв'язок може бути відновлено, якщо до нього потрапить електрон із сусіднього зв'язку.

Процес утворення в чистому напівпровіднику пари: *електрон* у зоні провідності – *дірка* у валентній зоні – одержав назву *генерації власних носіїв зарядів*.

Одночасно з процесом генерації носіїв зарядів протікає процес їхньої *рекомбінації* – зустрічі електронів з дірками, що супроводжується поверненням електрона з зони провідності у валентну зону і зникненням вільних зарядів. Найчастіше рекомбінація відбувається на дефектах кристалічних ґрат (порушення кристалічної структури, випадкові домішки, тріщини, дефекти в поверхневих шарах).

Введення до чистого напівпровідника невеликих кількостей домішок (наприклад, у пропорції один атом домішки на мільйон атомів напівпровідника) приводить до різкої зміни характеру електропровідності.

Домішки, що володіють додатковим валентним електроном, називаються *донорними*. Це атоми домішок V групи елементів таблиці Менделєєва – миш'як, фосфор, сурма. Вони мають на зовнішній оболонці по п'ять валентних електронів. Такий напівпровідник називається напівпровідник *n-типу*.

Домішки III групи – алюміній, бор, індій – називаються *акцепторними*. Вони мають додатковий валентний рівень. Такий напівпровідник називається напівпровідник *p-типу*.

13.2.2. Процеси в електронно-дірочному переході

У напівпровідникових приладах використовуються специфічні явища, що виникають на границі роздязнула як між напівпровідниками *p-* і *n-типу*, так і між цими напівпровідниками і чи діелектриками металами.

Контактні явища на границі напівпровідників. У більшості напівпровідникових приладів використовуються кристали напівпровідника з двома і більш ділянками (шарами) з різним типом провідності (*n* і *p*).

При одержанні двошарової структури із шарами *n-* і *p-типу* звичайно концентрація домішок у шарах несиметрична. Один із шарів має більш високу концентрацію основних носіїв і більшу електропровідність.

Область напівпровідника, яка розташована біля металургійної границі між *p* и *n* шарами, називається *електронно-дірочним переходом* або *p-n-переходом*.

1. Розглянемо процеси в *p-n-переході* під час відсутності зовнішнього електричного поля (рис. 13.4, *a*).

Через різницю концентрацій основних носіїв у *p-* і *n-шарах* відбувається процес дифузії через перехід носіїв заряду з області з підвищеною концентрацією в область зі зниженою концентрацією носіїв. При цьому основні носії в *p-області* – дірки – дифундують у *n-шар*, а основні носії *n-шару* – електрони – дифундують у *p-шар*.

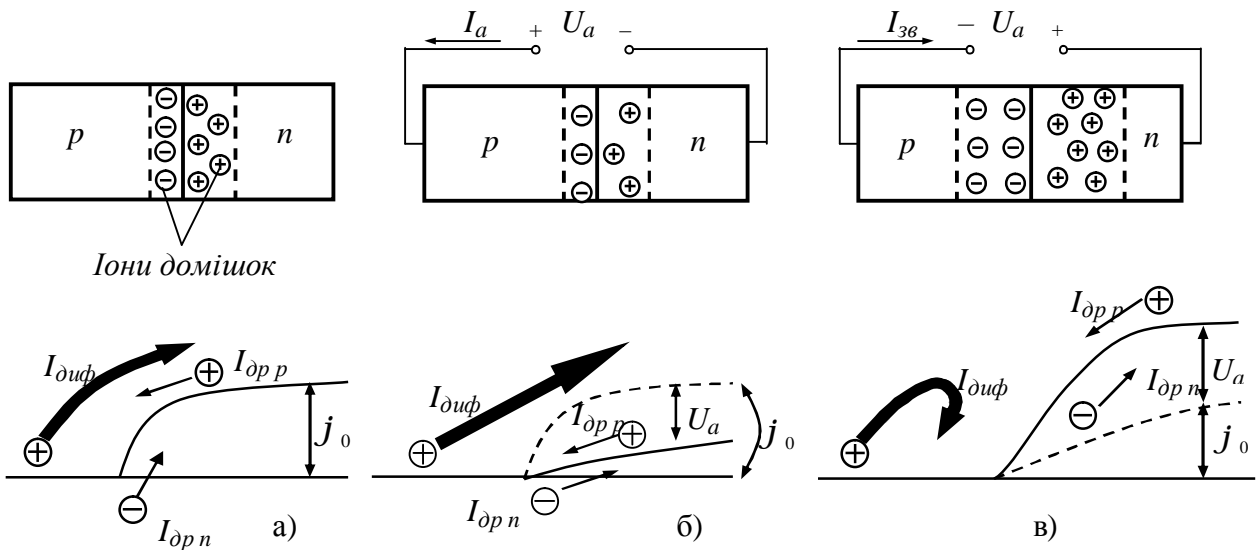


Рис. 13.4 Електронно-дірочний перехід при відсутності зовнішнього електричного поля (а) та при прикладенні прямої (б) та зворотної (в) напруги

Перейшовши під впливом сил дифузії металургійну границю, носії рекомбінують з основними носіями іншого шару. За рахунок відходу основних носіїв з одного шару і їхньої рекомбінації в іншому біля металургійної границі виникає область, збіднена рухливими основними носіями заряду і яка має високий опір (*замикаючий шар*). У замикаючому шарі піднімається баланс позитивних і негативних зарядів, тому що при зменшенні концентрації рухливих носіїв виявляється некомпенсованим об'ємний заряд нерухомих іонів домішок: у *p-шарі* – негативних, у *n-шарі* – позитивних іонів. Цей подвійний електричний шар (рис. 13.4, а) створює електричне поле з напруженістю E_0 і приводить до появи на кривій розподілу потенціалу ϕ у напівпровіднику потенційного бар'єра ϕ_0 .

Ширина замикаючого шару в *p-* і *n-шарах* залежить від концентрації іонів домішок у шарах і тим менше, чим більше концентрація домішок.

2. Якщо до виводів прикласти пряму напругу ($+U$), то створюване їм електричне поле E буде компенсувати величину потенційного бар'єра ϕ_0 і в область з меншою концентрацією буде вводиться все більша кількість дірок, що і утворять *прямий* струм (рис. 13.4, б). При цьому опір переходу різко знижується, а *p-n-перехід* називають – *відкритим*.

3. Якщо до виводів прикласти зворотну напругу ($-U$), то створюване їм електричне поле буде підвищувати потенційний бар'єр і перешкоджати переходу основних носіїв заряду в сусідню область. При цьому опір *p-n-переходу* великий, струм через нього маленький – він обумовлений рухом неосновних носіїв заряду. У цьому випадку струм називають *зворотним*, а *p-n-перехід* – *закритим* (рис. 13.4, в).

На рис. 13.5 показана повна вольтамперна характеристика *p-n-переходу*. Ця характеристика

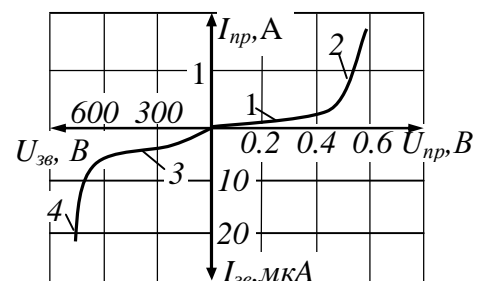


Рис. 13.5. Вольт-амперна характеристика *p-n-переходу*

є істотно нелінійною. На ділянці 1 – $E_{вн} < E_{зан}$ і прямої струм маленький. На ділянці 2 – $E_{вн} > E_{зан}$ замикаючий шар відсутній, струм визначається тільки опором напівпровідника. На ділянці 3 – замикаючий шар перешкоджає руху основних носіїв, невеликий струм визначається рухом неосновних носіїв заряду. Зламування вольтамперної характеристики на початку координат обумовлено різними масштабами струму і напруги, при прямому і зворотному напрямках напруги, прикладеної до переходу. І зрештою, на ділянці 4 відбувається пробій *p-n-переходу* і зворотний струм швидко зростає. Це пов'язано з тим, що при русі через *p-n-перехід* під дією електричного поля неосновні носії заряду здобувають енергію, достатню для ударної іонізації атомів напівпровідника. У переході починається лавинообразне розмноження носіїв заряду, що приводить до різкого збільшення зворотного струму при майже незмінній зворотній напрузі. Цей вид електричного пробію називають *лавинним*.

Для електричного пробію характерна оборотність, що полягає в тому, що первісні властивості *p-n-переходу* цілком відновлюються, якщо знизити напругу на *p-n-переході*.

Якщо температура *p-n-переходу* зростає в результаті його нагрівання зворотним струмом і недостатнього тепловідводу, то підсилюється процес генерації пар носіїв заряду. Це, у свою чергу, приводить до подальшого збільшенню зворотного струму та нагріванню *p-n-переходу*, що може викликати руйнування переходу. Такий процес називають *тепловим пробієм*. Тепловий пробій руйнує *p-n-перехід*.

Явища в приграничному шарі напівпровідника під дією електричного поля. Розглянемо процеси в поверхневому шарі напівпровідника *n*-типу, прийнявши наявність у ньому рухливих основних (електрони) і неосновних (дірки) носіїв зарядів. Для напівпровідника *p*-типу явища аналогічні. Для аналізу скористаємося ідеалізованою моделлю двошарового плоского конденсатора (шар напівпровідника *i*-типу має контакт з однією пластиною конденсатора і відділений від іншої пластини вакуумним проміжком), підключеного до джерела електричної енергії (рис. 13, 6, *a*).

В залежності від значення і полярності прикладеного до конденсатора напруги явища в шарі напівпровідника на границі з вакуумом мають різний характер.

При відсутності напруги ($U = 0$) основні і неосновні носії розподілені рівномірно в обсязі напівпровідника (рис. 13.6, *a*). При зазначеній на рис. 13.6, *б* полярності напруги ($U > 0$) у шарі напівпровідника на його границі з вакуумом під дією електричного поля концентрація електронів зростає. Одночасно знижується концентрація дірок за рахунок посилення рекомбінації. Інша частина напівпровідника залишається електрично нейтральною. Прикордонний шар з надлишком основних носіїв називається *збагаченим шаром*. Його питома провідність велика.

Якщо змінити полярність напруги $U = U_1 < 0$, то концентрація електронів у прикордонному шарі зменшиться, а концентрація дірок незначно збільшиться (рис. 13.6, *в*), Прикордонний шар з надлишком основних носіїв називається *збідненим шаром*. Його питома провідність мала.

При визначеному значенні напруги $U_2 < U_1 < 0$ у тонкому шарі напівпровідника в його границі роздягнула з вакуумом концентрація дірок може перевищити концентрацію електронів, що приводить до зміни в ньому типу електропровідності (рис. 13.6, *г*). Прикордонний шар, провідність якого визначається неосновними носіями, називається *інверсним шаром*. Його питома провідність і товщина зростають зі збільшенням абсолютного значення напруги U_2 .

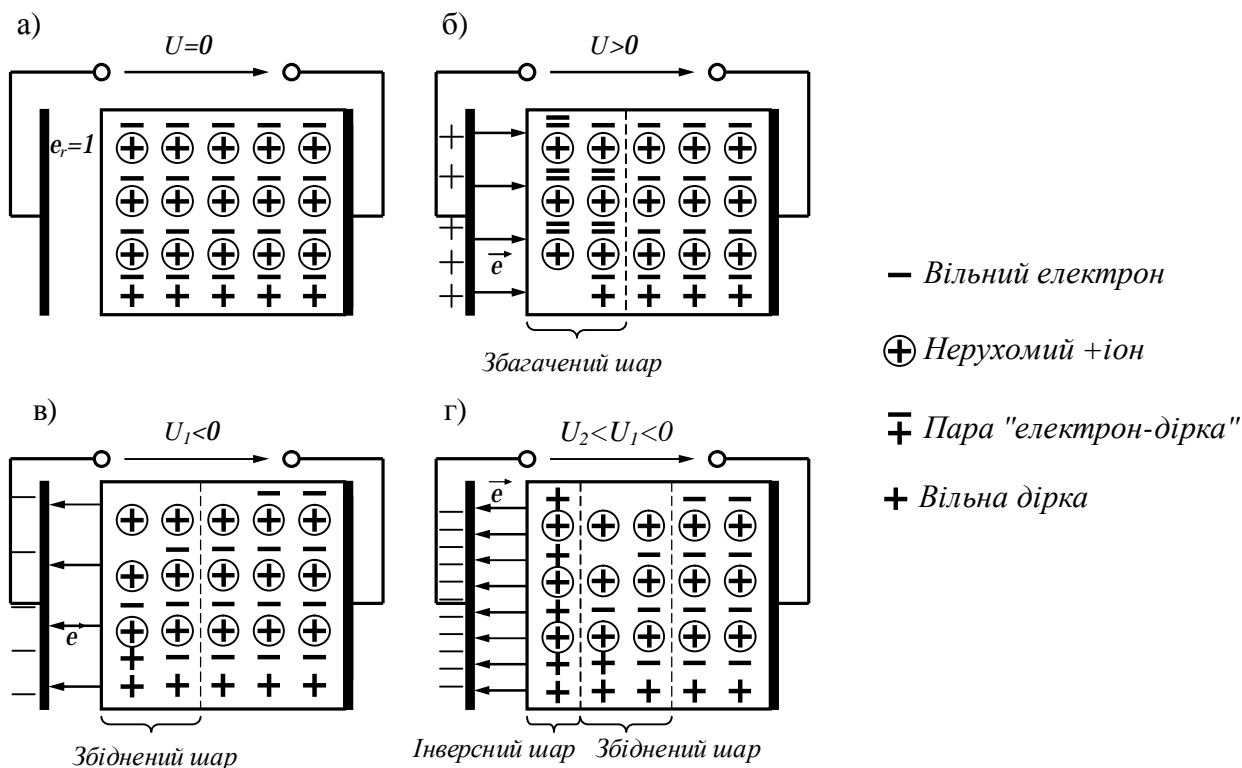


Рис. 13.6. Явища в приграничному шарі напівпровідника під дією електричного поля: а – при відсутності напруги; б – при наявності напруги $U > 0$; в – $U_1 < 0$; з – $U_2 < U_1 < 0$

Контактні явища на границі діелектрика і напівпровідника. Різні речовини мають різну роботу виходу електронів, тобто найменшу енергію, необхідну для виводу одного електрона з речовини у вакуум. Цей процес кількісно визначається значенням потенціалу виходу j , рівного відношенню роботи виходу до заряду електрона.

Розглянемо явища, що при цьому виникають на границі розділу діелектрика і напівпровідника, прийнявши в останньому наявність основних і неосновних носіїв.

Для напівпровідників n - і p -типів на основі кремнію потенціал виходу практично однаковий: $j_{Si(n)} = j_{Si(p)} \approx j_{Si} \approx 4.8 \text{ В}$, а для діелектрика з двоокису кремнію $j_{SiO_2} \approx 4.4 \text{ В}$. У результаті відбувається перехід частини електронів з діелектрика в напівпровідник, так що прикордонний шар у діелектрика заряджається позитивно, а в напівпровідника – негативно. Виникаюче між шарами електричне поле напруженістю e перешкоджає цьому процесу, приводячи його в рівноважний стан. Під дією цього електричного поля аналогічно розглянутим вище процесам (див. рис. 13.6, б і з) у прикордонному шарі в напівпровіднику n -типу утвориться збагачений шар (рис. 13.7, а), а в напівпровіднику p -типу – інверсний, а за ним збіднений шар (рис. 13.7, б).

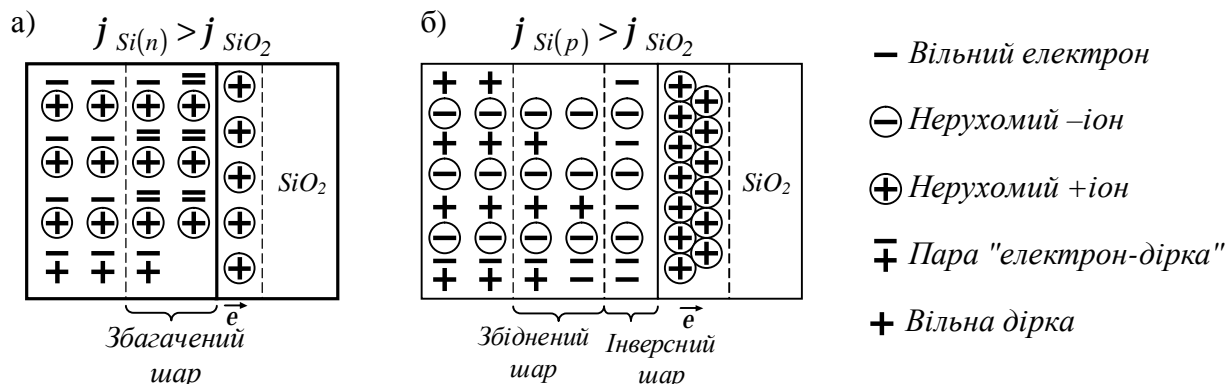


Рис. 13.7. Контактні явища на границі діелектрика і напівпровідника: а – n -типу; б – p -типу.

Контактні явища на границі напівпровідника і металу. Якщо потенціал виходу для металу j_m менше потенціалу виходу для напівпровідника n -типу $j_{Si(n)}$, то відбувається переважний перехід електронів з металу в напівпровідник, у прикордонному шарі якого виникає збагачений шар подібно представленому на рис. 13.7, а. Такий контакт проводить струм в обох напрямках і використовується для конструювання виводів напівпровідникових приладів.

Якщо потенціал виходу для металу j_m більше потенціалу виходу для напівпровідника $j_{Si(n)}$, то в границі розділу в металі утвориться шар з негативним зарядом, а в напівпровіднику – збіднений шар з позитивним зарядом, Такий контакт має односторонню провідність.

Електричні переходи такого типу називаються *бар'єрами Шотки* по імені вченого, що досліджував їх.

§13.3. Напівпровідникові прилади

13.3.1. Класифікація напівпровідникових приладів

Напівпровідниковими називають прилади, дія яких заснований використанні властивостей напівпровідників.

Серед напівпровідникових приладів розрізняють: напівпровідникові резистори, діоди, біполярні і польові транзистори, тиристори, фотоелектричні прилади, комбіновані напівпровідникові прилади, а також напівпровідникові мікросхеми.

У *напівпровідникових резисторах* застосовується ізотропний напівпровідниковий матеріал; їхні електричні характеристики визначаються електричними властивостями однорідного напівпровідника.

У *напівпровідникових діодах* використовуються напівпровідники з різними типами електропровідності, що утворюють один $p-n$ -перехід. Електричні характеристики діода визначаються властивостями цього переходу.

У *біполярних транзисторах* використовуються два $p-n$ -переходи. Електричні характеристики біполярних транзисторів визначаються взаємодією цих переходів.

У *польових транзисторах* застосовуються напівпровідники з різними типами електропровідності, що утворюють один $p-n$ -перехід. Але на відміну від діодів і біполярних транзисторів електричні характеристики польових транзисторів залежать в основному від взаємодії ізотропного напівпровідникового каналу з $p-n$ -переходом.

У *тиристорах* застосовуються напівпровідники з різними типами електропровідності, що утворюють три $p-n$ -переходи. Основні електричні характеристики тиристорів визначаються взаємодією цих переходів.

У *напівпровідникових фотоелектричних приладах* використовуються ефекти генерації світла і зміни електричних характеристик напівпровідникових структур під впливом оптичного випромінювання.

Комбіновані напівпровідникові прилади являють собою кілька різних напівпровідникових приладів, об'єднаних в одному корпусі.

Напівпровідникові мікросхеми – мікроелектронні вироби, що виконують визначену функцію перетворення й обробки сигналу, а всі елементи і з'єднання

між ними виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідника.

13.3.2. Напівпровідникові резистори

Напівпровідниковим резистором називають напівпровідниковий прилад із двома виводами, у якому використовується залежність електричного опору провідника від напруги, температури, освітленості й інших керуючих параметрів.

У напівпровідникових резисторах застосовується напівпровідник, рівномірно легований домішками. У залежності від типу домішок і конструкції резистора вдається одержати різні залежності від керуючих параметрів (рис. 13.8).

Лінійні резистори і **нелінійні** резистори (варистори) – мають електричні характеристики, що слабо залежать від таких параметрів, як температура навколишнього середовища, вібрація, вологість, освітленість і т.п.

Лінійний резистор – напівпровідниковий резистор, у якому питомий електричний опір мало залежить від напруженості електричного поля і щільності електричного струму. Його опір залишається практично постійним у широкому діапазоні напруг і струмів. Напівпровідникові лінійні резистори широко застосовують в інтегральних мікросхемах. У лінійних резисторах застосовується слаболегований матеріал типу кремнію чи арсеніду галію.

Варистор – напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від прикладеної напруги.

Напівпровідниковим матеріалом для виготовлення варисторів служить карбід кремнію. Порошкоподібний кристалічний карбід кремнію змішують із глиною і з цієї маси пресують заготівлі варисторів у виді стрижнів чи дисків. Після випалу при високій температурі на заготівлю, методом гарячого розпилення, наносять електроди. Для захисту від зовнішніх впливів варистори покривають електроізоляційним лаком.

Нелінійність характеристик варисторів обумовлена локальним (місцевим) розігрівом на контактах між численними кристалами карбиду кремнію. Опір контактів при цьому істотно знижується, що приводить до зменшення загального опору варисторів. Вольт-амперна характеристика варистора приведена на рис. 13.9, а.

Терморезистор – напівпровідниковий резистор, у якому використовується залежність електричного опору напівпровідника від температури. Розрізняють два типи терморезисторів: **термістор** – опір якого з ростом температури падає, і **позистор**, у якого опір з підвищенням температури зростає.

Температурна характеристика виражає залежність опору терморезистора від температури (рис. 13.9, б, крива 1). Матеріалом для виготовлення термісто-

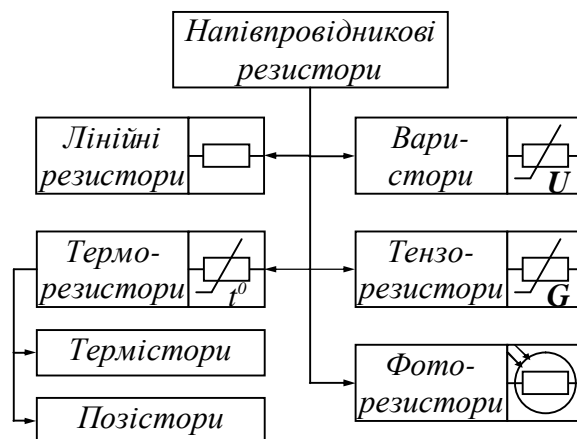


Рис. 13.8. Умовні позначення типів напівпровідникових резисторів

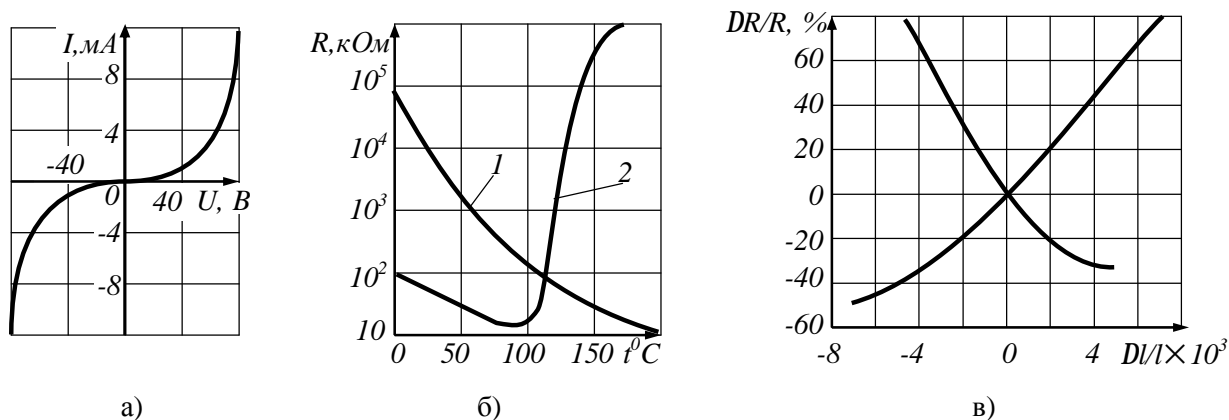


Рис. 13.9. Характеристики напівпровідникових резисторів:

а – вольт-амперна характеристика варистора, б – температурні характеристики термістора (1) та позистора (2); в – деформаційна характеристика тензорезистора

рів служать напівпровідники з електронною електропровідністю, як правило, оксиди металів і суміші оксидів. Конструктивно термістори оформляють у виді бусин, шайб, дисків. У ряді випадків термістори поміщають у скляні балони і підігрівають струмом за допомогою спеціальної обмотки. Такий термістор називають термістором непрямого підігріву.

Термістор не володіє вентиляційною властивістю і має порівняно велику теплову інерцію. Тому в електричних ланцюгах термістори поведуть себе як звичайні резистори, опір яких залежить від температури навколишнього середовища і діючого струму, причому до високих частот (100 – 500 МГц) не позначаються паразитна ємність і власна індуктивність термісторів. Цю властивість використовують при вимірі діючих струмів високої частоти.

Матеріалом для виготовлення позисторів служить титанат-барієва кераміка з домішкою рідкоземельних елементів. Цей матеріал володіє аномальною температурною залежністю: при підвищенні температури вище точки Кюрі його опір зростає на кілька порядків. Конструктивно позистори оформляють аналогічно термісторам. Залежність опору позистора від температури показана на рис. 13.9, б (крива 2).

Терморезистори застосовують у системах регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації. Терморезистори можна використовувати при вимірі температури в широкому діапазоні, позистори – в обмежених температурних діапазонах.

Тензорезистор – напівпровідниковий резистор, у якому використовується залежність електричного опору від механічних деформацій. Для виготовлення тензорезисторів найчастіше застосовують кремній з електропровідністю як *p*-типу, так і *n*-типу. Заготівлі такого кремнію ріжуть на дрібні пластинки, шліфують для одержання гладкої поверхні з малою кількістю дефектів. До кінців пластинок приварюють контакти.

Важливою характеристикою тензорезистора є його деформаційна характеристика (рис. 13.9, в), що представляє собою залежність відносної зміни опору DR/R від відносної деформації Dl/l , де l – довжина робочого тіла тензорезистора. Основними параметрами тензорезистора є номінальний опір $R_{ном} =$

$= 100 \div 500 \text{ Ом}$ і коефіцієнт тензочутливості $K = \frac{DR/R}{Dl/l}$, значення якого для різних тензорезисторів лежить у межах від -150 до $+150$.

Фоторезистор – напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від освітленості. Конструкція і характеристики фоторезисторів докладно розглянуто в § 13.5.

13.3.3. Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковим діодом називають напівпровідниковий прилад з одним $p-n$ -переходом, і двома виводами, у якому використовуються властивості $p-n$ -переходу, а також інших електричних переходів добре проводити електричний струм в одному напрямку і погано – у протилежному. Ці струми і відповідні їм напруги між виводами діода називаються *прямим і зворотним струмами, прямою і зворотною напругами*.

Класифікація та умовні графічні позначення напівпровідникових діодів наведені на рис. 13.10. Усі діоди підрозділяють на два класи: *точкові* і *площинні*.

Випрямний діод – напівпровідниковий діод, призначений для випрямлення змінного струму. Виконуються по сплавній або дифузійній технологіям. На рис. 13.11, а, наведені умовне зображення випрямного діода і його типова вольтамперна характеристика. Прямий струм діода спрямований від анодного виводу A до катодного K . Навантажувальну здатність випрямного діода визначають: *припустимий прямий струм $I_{пр}$* і відповідна йому *пряма напруга $U_{пр}$* , *припустима зворотна напруга $U_{зв}$* і відповідний йому *зворотний струм $I_{зв}$* , *припустима потужність розсіювання $P_{роз}$* і *припустима температура навколишнього середовища* (до $50 \text{ }^\circ\text{C}$ для германієвих і до $140 \text{ }^\circ\text{C}$ для кремнієвих діодів).

Внаслідок великої площі $p-n$ -переходу припустима потужність розсіювання випрямних діодів малої потужності з природним охолодженням (рис. 13.1, б) досягає 1 Вт при значеннях прямого струму до 1 А. Такі діоди часто застосовуються в ланцюгах автоматики та у приладобудуванні. У випрямних діодів великої потужності (рис. 13.11, в) з радіаторами і штучним охолодженням (повітряним чи водяним) припустима потужність розсіювання досягає 10 кВт при значеннях припустимих прямих струмах до 1000 А і зворотній напрузі до 1500 В. Якщо до діода в плині тривалого часу прикласти високу пряму напругу виникне неприпустимо великий струм, це викликає інтенсивний нагрів напів-

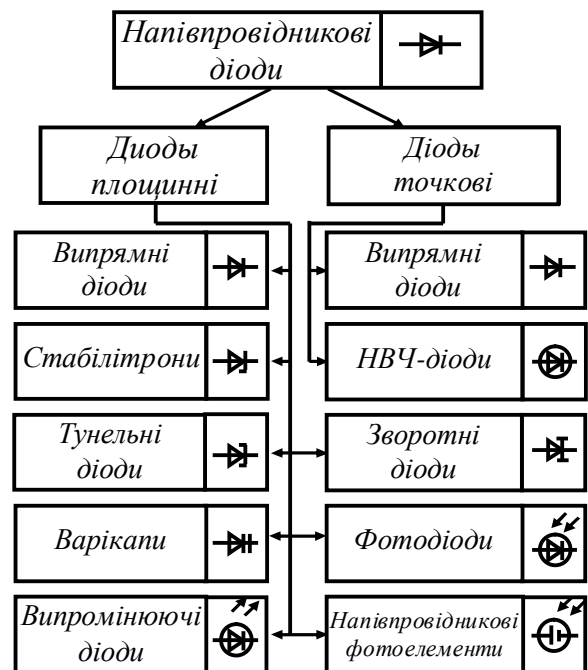


Рис. 13.10. Класифікація та умовні графічні позначення напівпровідникових діодів

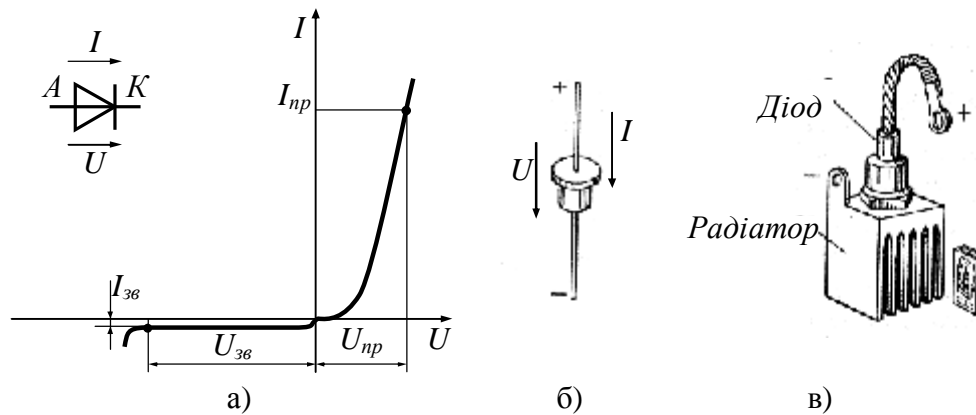


Рис. 13.11. Випрямний діод: а – вольтамперна характеристика; б, в – загальний вигляд діоду (б – без радіатора, в – з радіатором)

провідника і приведе до руйнування приладу. Напівпровідникові діоди допускають 10-кратне перевантаження по струму протягом 0,1 с.

У випадку прикладення до діода великої зворотної напруги може відбутися лавинний пробій переходу, зворотний струм при цьому різко збільшується, що викликає розігрів діода, подальше зростання струму і, як наслідок, пробій і руйнування переходу. Більшість діодів може надійно працювати при зворотних напругах, що не перевищують 0,7–0,8 пробивної напруги. Короткочасне підвищення напруги понад пробивне значення приводить до пробію p - n -перехода і виходу з ладу діода.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- пряма напруга U_{np} ,
- прямий струм I_{np} ;
- максимально припустимий прямий струм діода $I_{np.max}$;
- максимально припустима зворотна напруга діода $U_{звор.max}$;
- зворотний струм діода $I_{зв}$,
- зворотна напруга $U_{зв}$.

Для одержання більш високої зворотної напруги діоди можна включати послідовно. Для цього придатними є діоди з ідентичними характеристиками. В даний час випускаються так називані *діодні стовпи*, у яких з'єднані послідовно від 5 до 50 діодів. Зворотна напруга таких стовпів лежить у межах 2–40 кВ.

Більш складні з'єднання діодів є в *силових діодних зборках*. У них для збільшення прямого струму діоди з'єднують паралельно, для збільшення зворотної напруги – послідовно і часто здійснюють з'єднання, що полегшують застосування діодів у конкретних випрямляючих пристроях. Так, випрямляючі мости на кремнієвих діодах спеціально призначені для використання в однофазних мостових випрямлячах.

Групи ідентичних малопотужних діодів часто випускаються у виді *діодних матриць* і *діодних зборок*. У діодних матрицях діоди приєднані до одного спільного виводу, що полегшує їхнє використання в логічних пристроях і дешифраторах, у діодних зборках застосовуються паралельне, послідовне, мостове й інше з'єднання.

Напівпровідниковий стабілітрон – напівпровідниковий діод, напруга на

якому в області електричного пробою слабо залежить від струму і який служить для стабілізації напруги. ВАХ стабілітрона приведена на рис. 13.12, а. В області пробою напруга на стабілітроні U_{cm} незначно змінюється при великих змінах I_{cm} . Таку характеристику стабілітрона використовують для одержання стабільної напруги, наприклад у стабілізаторах напруги (рис 13.12, б). При зміні напруги на вході $U_{вх} > U_{проб}(R + R_n)/R_n$ напруга між вихідними виводами $U_{вих} \approx U_{проб}$ змінюється незначно.

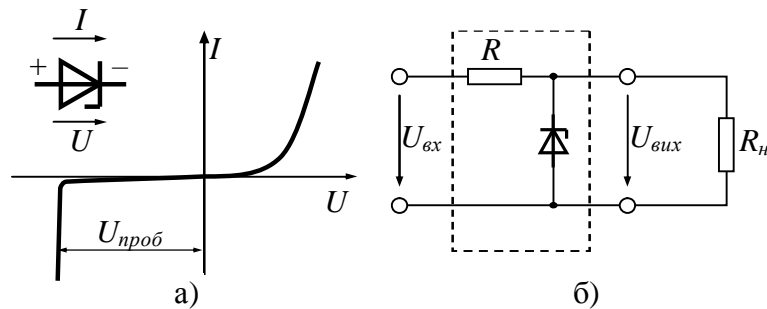


Рис. 13.12. ВАХ стабілітрона (а), та простіша схема його ввімкнення

Основними параметрами стабілітрона є:

- напруга стабілізації U_{cm} ;
- динамічний опір на ділянці стабілізації $R = dU_{cm}/dI_{cm}$;
- мінімальний струм стабілізації $I_{cm.min}$.

Стабілізацію постійної напруги можна також одержати за допомогою діода, ввімкненого в прямому напрямку. Кремнієві діоди, призначені для цієї мети, називають *стабісторами*. Відмінною рисою стабісторів у порівнянні зі стабілітронами менша напруга стабілізації ($\sim 0,7$ В).

Стабілітрони допускають послідовне ввімкнення, при цьому загальна напруга стабілізації дорівнює сумі напруг стабілітронів

$$U_{cm} = U_{cm1} + U_{cm2} + U_{cm3} + \dots + U_{cm.n}$$

Паралельне з'єднання стабілітронів неприпустимо, тому що з усіх паралельно з'єднаних стабілітронів струм буде тільки в одному стабілітроні, який має найменшу напругу стабілізації.

Тунельний діод – напівпровідниковий діод на основі виродженого напівпровідника, у якому тунельний ефект приводить до появи на ВАХ при прямій напрузі ділянки з негативною диференціальною електричною провідністю. Тунельні діоди є швидкодіючими напівпровідниковими приладами і застосовуються в генераторах високочастотних коливань і імпульсних перемикачів.

Звернений діод – діод на основі напівпровідника з критичною концентрацією домішок, у якому електрична провідність при зворотній напрузі внаслідок тунельного ефекту значно більше, ніж при прямій напрузі.

Варікан – напівпровідниковий діод, у якому використовується залежність ємності *p-n-переходу* від зворотної напруги і який призначений для застосування як елемент із електрично керованою ємністю. Їх застосовують у системах дистанційного керування й автоматичного підстроювання частоти.

Фотодіоди, напівпровідникові фотоелементи і випромінюючі діоди. У

цих трьох типах діодів використовується ефект взаємодії оптичного випромінювання (видимого, інфрачервоного, ультрафіолетового) з носіями заряду (електронами і дірками) у замикаючому шарі p - n -переходу. У фотодіоді в результаті висвітлення p - n -переходу підвищується зворотний струм. У напівпровідниковому фотоелементі при висвітленні p - n -переходу виникає зворотна напруга. У випромінюючому діоді в режимі струму в зоні p - n -переходу виникає видиме або інфрачервоне випромінювання.

Магнітодіод – напівпровідниковий діод, у якому використовується зміна ВАХ під дією магнітного поля.

Тензодіод – напівпровідниковий діод, у якому використовується зміна ВАХ під впливом механічних деформацій.

13.3.4. Біполярні транзистори

Біполярний транзистор – напівпровідниковий прилад із двома взаємодіючими електричними переходами, що випрямляють, і трьома (чи більше) виводами, підсилувальні властивості якого обумовлені явищами інжекції та екстракції неосновних носіїв заряду. Роль електричного переходу, що випрямляє, (як і в діоді) виконує p - n -перехід. Виводи біполярного транзистора позначаються буквами **К** – колектор, **Б** – база, **Е** – емітер (рис. 13.13, а).

У біполярному транзисторі використовуються одночасно два типи носіїв зарядів – електрони і дірки (звідси і назва – біполярний). Переходи транзистора утворені трьома областями з типами провідності, що чергуються. У залежності від порядку чергування цих областей розрізняють транзистори p - n - p - і n - p - n -типу (рис. 13.13, б і в).

Транзистори поділяються на низькочастотні $f < 3$ МГц, середньочастотні – $f < 30$ МГц, високочастотні – $f < 300$ МГц і надвисокочастотні – $f > 300$ МГц. По потужності – малої потужності – до 0.3 Вт, середньої потужності – до 1.5 Вт і великої потужності більш 1.5 Вт.

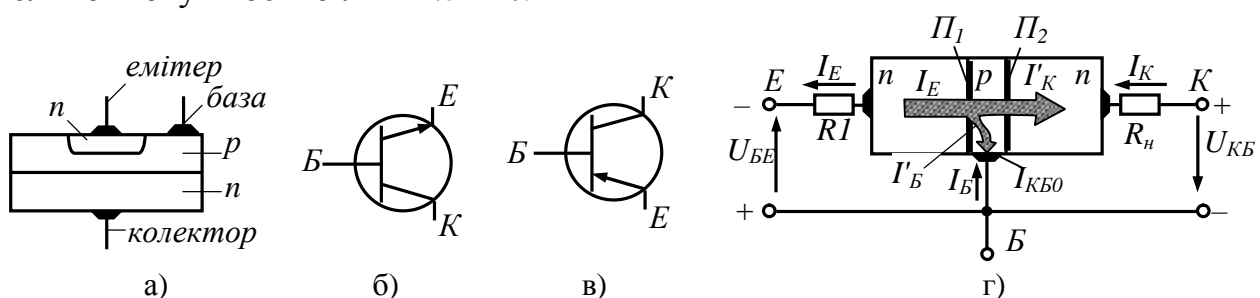


Рис. 13.13. Біполярний транзистор: а – позначення виводів, б, в – умовне позначення транзисторів p - n - p - та n - p - n -типу; г – процеси в транзисторі

Робота біполярного транзистора заснована на взаємодії двох p - n -переходів. Це забезпечується тим, що товщина середньої області транзистора (бази) вибирається значно менше довжини вільного пробігу (дифузійної довжини) носіїв заряду в цій області.

Принцип роботи біполярного транзистора розглянемо на прикладі транзистора n - p - n -типу, для якого концентрація основних носіїв у n -області істотно вище, ніж у p -області. (Транзистор p - n - p -типу працює аналогічно, але на нього

подається напруга протилежної полярності). Для даної структури (рис. 13.13, з) ліву *n*-область, що у нашому прикладі буде інжектувати електрони в сусідню *p*-область, називають *емітером*, праву *n*-область, що надалі повинна екстрактувати електрони, які знаходяться в сусідній *p*-області, називають *колектором*, а середню область – *базою*. Відповідно *p-n*-перехід (Π_1), що примикає до емітера, називають *емітерним*, а *p-n*-перехід (Π_2), що примикає до колектора – *колекторним*. Металеві виводи, що приварюються чи припаюються до напівпровідникових областей, називають відповідно емітерним, колекторним і базовим виводами.

Прикладемо до емітерного переходу пряму (U_{BE}), а до колекторного переходу – зворотну (U_{KE}) напруги. У результаті через емітерний перехід Π_1 в область бази будуть інжектувати електрони (інжекцією дірок з області бази в емітерну область зневажаємо), утворюючи емітерний струм транзистора I_E . Потік електронів, що забезпечує струм I_E через перехід Π_1 , показаний на рис 13.13, з широкою заштрихованою стрілкою.

Частина інжектованих в область бази електронів рекомбінують з основними для цієї області носіями заряду – дірками, утворюючи струм бази I'_B . Інша частина інжектованих електронів, що досягає колекторного переходу (Π_2), за допомогою електричного поля, створеного напругою U_{KB} , піддається екстракції (екстрактується) у другу *n*-область транзистора – колектор, утворюючи через перехід Π_2 колекторний струм I'_K .

Зменшення потоку електронів через колекторний перехід (а, отже, і колекторного струму) у порівнянні з потоком дірок через емітерний перехід можна врахувати наступним співвідношенням:

$$I'_K = \alpha I_E \quad (13.1)$$

де $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ – коефіцієнт передачі струму емітера.

Через замкнений колекторний перехід буде створюватися зворотний струм I_{KB0} , утворений потоком з *n*- у *p*-область неосновних, для колекторної області, носіїв заряду – дірок, що разом зі струмом I'_K утворить вихідний струм транзистора I_K

$$I_K = I'_K + I_{KB0} \quad (13.2)$$

і струм у базовому виводу I_B

$$I_B = I'_B - I_{KB0}.$$

З врахуванням (13.1) (1.1) рівність (13.2) прийме вид

$$I_K = \alpha I_E + I_{KB0}. \quad (13.3)$$

З огляду на, що $I_E \gg I_{KB0}$ на практиці можна використовувати співвідношення

$$I_K \approx \alpha I_E. \quad (13.4)$$

Різниця між емітерним і колекторним струмами відповідно до першого закону Кирхгофа (і як видно з рис. 13.13, з) являє собою базовий струм

$$I_B = I_E - I_K. \quad (13.5)$$

Замінивши I_E в (13.5) його значенням (13.4), одержимо

$$I_B = I_K/a - I_K \quad \text{або} \quad I_B = [(1-a)/a]I_K.$$

Звідки $I_K/I_B = (1-a)/a = b$ або

$$I_K = bI_B \quad (13.6)$$

де β – динамічний коефіцієнт передачі струму бази. $\beta \gg 1$.

З виражень (13.4) і (13.6) випливає, що транзистор являє собою керований елемент, оскільки значення його колекторного струму I_K залежить від значень струмів емітера I_E і бази I_B . При цьому значення струму I_K істотно залежить від ефективності взаємодії двох p - n -переходів. Підвищенню ефективності взаємодії двох p - n -переходів сприяє значно менша концентрація основних носіїв заряду в області бази в порівнянні з концентрацією їх у емітерній області.

Основні властивості транзистора визначаються процесами в базі. Якщо концентрація домішок по всьому обсязі базового шару однакова, тобто база однорідна, то рух носіїв заряду в ній (при відсутності прикладеної до транзистора зовнішньої напруги) носить чисто дифузійний характер. Якщо ж база неоднорідна, то за рахунок внутрішнього електричного поля, що утворилося в ній, рух носіїв буде комбінованим: дифузія сполучається з дрейфом носіїв заряду в цьому полі. Транзистори з однорідною базою називаються *дифузійними*, з неоднорідної – *дрейфовими*. Останні володіють кращими властивостями й одержали найбільше поширення.

Опір зворотно зміщеного колекторного переходу, при подачі на нього зворотної напруги, дуже великий (близько 1 МОм). Тому в ланцюг колектора можна включати навантажувальні резистори з дуже великими опорамми, не змінюючи значення колекторного струму. Відповідно в ланцюзі навантаження буде виділятися значна потужність. Опір прямо зміщеного емітерного переходу, навпроти, дуже малий і складає десятки Ом. Тому при майже однакових значеннях емітерного і колекторного струмів потужність, споживана в ланцюзі емітера, виявляється істотно менше потужності, що виділяється в ланцюзі навантаження. Це вказує на те, що транзистор є напівпровідниковим пристроєм, що підсилює потужність.

Малі значення вхідної напруги і великі значення вихідної напруги вказують на те, що цей керований нелінійний елемент може застосовуватися для посилення напруги.

Режими роботи. Кожен перехід біполярного транзистора можна включити або в прямому, або в зворотному напрямку. У залежності від цього розрізняють наступні чотири режими роботи транзистора.

Нормальний чи активний режим – на емітерний перехід подано пряму

напругу, а на колекторний – зворотну. Саме цей режим роботи транзистора відповідає максимальному значенню коефіцієнта передачі струму емітера. До того ж він забезпечує мінімальні перекошування посилюваного сигналу.

Інверсний режим – до колекторного переходу підведена пряма напруга, а до емітерного – зворотна. Інверсний режим роботи приводить до значного зменшення коефіцієнта передачі струму емітера в порівнянні з роботою транзистора в нормальному режимі і тому на практиці застосовується вкрай рідко.

Подвійної інжекції чи насичення – обидва переходи (емітерний і колекторний) знаходяться під прямою напругою. Вихідний струм у цьому випадку не залежить від вхідного і визначається тільки параметрами навантаження. Через малу напругу між виводами колектора і емітера режим насичення використовується для замикання ланцюгів передачі сигналу.

Режим відсічення – до обох переходів підведені зворотні напруги. Так як вихідний струм транзистора в режимі відсічення практично дорівнює нулю, цей режим використовується для розмикання ланцюгів передачі сигналів.

Основним режимом роботи біполярного транзистора в аналогових електронних пристроях є нормальний режим. Режимми насичення і відсічення застосовуються спільно для здійснення комутації як силових, так і інформаційних ланцюгів.

Схеми ввімкнення біполярного транзистора. Біполярний транзистор, як підсилювальний пристрій, може бути представлений у виді чотириполісника. У залежності від того, який із трьох виводів транзистора є спільним для входу і виходу чотириполісника, розрізняють схему ввімкнення транзистора з спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК). Схеми, приведені на рис. 13.14, а, б, являють собою схему ввімкнення транзистора з СЕ і використовуються найбільше часто.

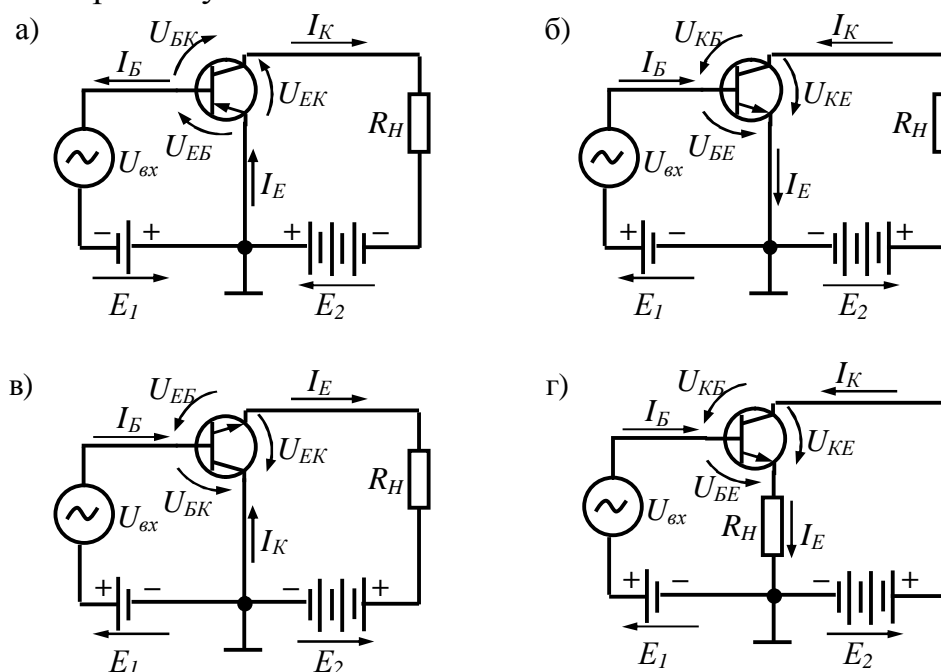


Рис. 13.14. Схеми ввімкнення транзисторів:
а, б – по схемі з спільним емітером (СЕ): а – *n-p-n*-типу; б – *p-n-p*-типу;
в, г – по схемі з спільним колектором (СК) – *n-p-n*-типу

Полярність зовнішнього джерела, що підключається, залежить від типу транзистора (для $p-n-p$ -типу – рис. 13.14, а; для $n-p-n$ -типу – рис. 13.14, б).

У випадку ввімкнення транзистора в схему з СЕ вхідним струмом є струм бази, а вихідним – струм колектора. У схемі з СБ вхідний струм (як і в схемі з СЕ) є струм колектора, (вихідним – струм емітера (див. рис. 13.13, з).

Особливе місце з усіх схем ввімкнення транзистора займає схема з СК, де вхідним струмом є струм бази, а вихідним – струм емітера. За аналогією з попередніми схемами ввімкнення $n-p-n$ -транзистора схема з СК має вид (рис. 13.14, в). Однак таке підключення джерел E_1 і E_2 до виводів транзистора створює інверсний режим його роботи, що приводить, як уже відзначалося раніше, до значного зменшення значення коефіцієнта передачі струму емітера. Тому на практиці застосовують схему з СК (рис. 13.14, з), яка забезпечує нормальний режим роботи $n-p-n$ -транзистора і збереження струму бази – вхідним, а струму емітера – вихідним. Так як навантаження в схемі з СК ввімкнено в емітерний ланцюг, ця схема частіше називається схемою *емітерного повторювача*.

Характеристики та параметри біполярних транзисторів. Транзистор за схемою з ОЕ описується сімействами вихідних і вхідних характеристик: залежність струму колектора від напруги між колектором і емітером при фіксованих значеннях струму бази $I_B = const - I_K = f(U_{KE})$ називають сімейством *вихідних (колекторних)* характеристик транзистора (рис. 13.15, а); залежність між струмом і напругою у вхідному ланцюзі транзистора називають *вхідною* чи *базовою* характеристикою $I_B = f(U_{BE})$ (рис. 13.15, б).

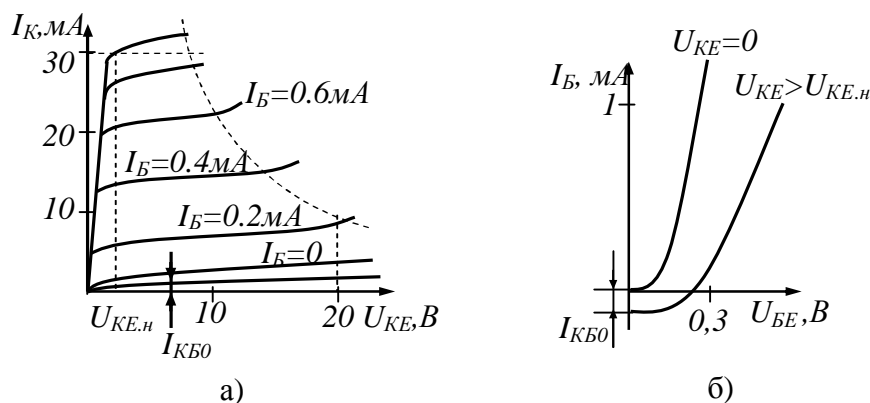


Рис. 13.15. Вихідна (а) та вхідна (б) вольт-амперні характеристики транзистора

Залежність $I_K = f(U_{KE})$ як видно з рисунка 13.15, а, є нелінійною і може бути розбита на ряд ділянок. На більшій частині характеристик при $U_{KE} > U_{KE,n}$ струм колектора майже не залежить від напруги U_{KE} (*положительна ділянка* характеристик). На цій ділянці транзистор працює в режимі, коли на емітерному переході діє пряма напруга, а на колекторному – зворотна. На положистій ділянці вихідних характеристик транзистор може характеризуватися як прилад із властивостями *керovanого джерела струму*, тобто джерела струму I_K значення якого можна змінювати шляхом зміни струму I_B .

Для зміни вхідного струму бази, наприклад для його збільшення, збільшують напругу джерела E_B , при цьому ростуть пряма напруга на емітерному

переході й інжекція носіїв з емітера в базу і струм емітера I_E збільшується.

Невеликий нахил положистої ділянки вихідної характеристики обумовлений тим, що при збільшенні напруги U_{KE} збільшується напруга на колекторному переході.

Перейдемо до розгляду *крутої ділянки* вихідних характеристик транзистора. При зменшенні U_{KE} зменшується напруга на колекторному переході U_{KB} , і при $U_{KE} = U_{KE.H} = U_{BE}$ напруга $U_{KB} = U_{KE} - U_{BE}$ змінює свій знак. При подальшому зменшенні U_{KE} до нуля до колекторного переходу прикладена пряма напруга. Назустріч потоку дірок з емітера в колектор починається протилежний рух основних носіїв (дірок) з колектора в базу. У результаті колекторний струм при такому зменшенні різко падає. Крута ділянка вихідних характеристик транзистора характеризується втратою транзистором властивостей підсилювального елемента, ця частина характеристик використовується в імпульсній техніці при реалізації ключового режиму транзистора. Напруга, що відтинає круту ділянку на вихідних характеристиках транзистора, $U_{KE.H} = 0,2 \dots 1$ В.

Різке збільшення струму I_K у транзисторах при значних напругах U_{KE} викликано, як і в діодах, лавинним розмноженням носіїв у колекторному переході, тобто явищем електричного пробою цього переходу. Для запобігання необоротного пробою транзистора обмежуються напруга на колекторі і потужність, що розсіюється на колекторному переході (на рис. 13.15, а, показані обмеження робочої ділянки характеристик). Граничні значення струму колектора, при перевищенні яких зменшується коефіцієнт β , приводяться в довідниках.

Звернемося до розгляду вхідних характеристик транзистора – залежностей струму бази від напруги між базою і емітером: $I_B = f(U_{BE})$ при постійній напрузі U_{KE} . При $U_{KE} = 0$ обидва переходи в транзисторі працюють при прямій напрузі, струми колектора і емітера сумуються в базі. Вхідна характеристика в цьому режимі являє собою ВАХ двох *p-n*-переходів, ввімкнених паралельно (рис. 13,15 б).

При $U_{KE} > U_{KE.H}$ на колекторному переході з'являється зворотна напруга, на емітерному – зберігається пряма. Цей режим докладно розглянутий вище. Струм бази в цьому режимі, обумовлений процесом рекомбінації неосновних носіїв у базі, дорівнює різниці емітерного і колекторного струмів, він описується вираженням (13.5). Вхідна характеристика транзистора в цьому режимі будується по прямій вітці ВАХ емітерного переходу, але значення струму зменшуються на коефіцієнт $(1 - a)$, який показує, що струм бази – це лише рекомбінаційна складова емітерного струму.

Струми в транзисторі сильно залежать від температури навколишнього середовища, що є загальним недоліком напівпровідникових приладів. При нагріванні на $20 - 30^\circ\text{C}$ I_K може змінюватися на десятки відсотків.

Роботу біполярного транзистора, ввімкненого за схемою з СЕ можна охарактеризувати в режимі малого сигналу системою лінійних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} u_{BE} &= h_{11}i_B + h_{12}u_{KE} \\ i_K &= h_{21}i_B + h_{22}u_{KE} \end{aligned} \right\} \quad (13.7)$$

де

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{DU_{BE}}{DI_B} \right|_{U_{KE}=\text{const}} ; & h_{12} &= \left. \frac{DU_{BE}}{DU_{KE}} \right|_{I_B=\text{const}} ; \\ h_{21} &= \left. \frac{DI_K}{DI_B} \right|_{U_{KE}=\text{const}} ; & h_{22} &= \left. \frac{DI_K}{DU_{KE}} \right|_{I_B=\text{const}} \end{aligned} \right\} \quad (13.8)$$

– h – параметри біполярного транзистора, які можна розрахувати по вольтамперним характеристикам.

13.3.5. Польові транзистори

Біполярні транзистори, знайшли надзвичайно широке застосування в різних областях електронної техніки. Однак у ряді випадків їхнє використання утруднене, тому що ці прилади керуються струмом, тобто споживають помітну потужність від вхідного ланцюга.

Польовий транзистор – напівпровідниковий прилад, підсилювальні властивості якого, обумовлені потоком основних носіїв що протікає через провідний канал, і керується електричним полем.

Польовий транзистор, на відміну від біполярного, іноді називають уніполярним, тому що його робота заснована на використанні тільки основних носіїв заряду – або електронів, або дірок. Тому в польових транзисторах відсутні процеси зміни (нагромадження і розсасування) об'ємного заряду неосновних носіїв, що здійснює помітний вплив на швидкодію біполярних транзисторів. Основним способом руху носіїв заряду, що утворюють струм польового транзистора, є їхній дрейф у електричному полі. Провідний шар, у якому створюється робочий струм польового транзистора, називають *каналом*.

Польовий транзистор – напівпровідниковий підсилювальний прилад, яким керує не струм (як біполярним транзистором), а напруга (електричне поле, звідси і назва – *польовий*), яке здійснює зміну площі поперечного перерізу провідного каналу, в результаті чого змінюється вихідний струм транзистора. Керування електричним полем припускає відсутність статичного вхідного струму, що дозволяє зменшити потужність, необхідну для керування транзистором. Струмopровідні канали можуть бути приповерхніми (транзистори з ізолюваним затвором) і об'ємними (транзистори з керуючим *p-n*-переходом). Приповерхній канал являє собою або збагачений шар, що утворюється за рахунок донорних домішок у напівпровіднику, або інверсний шар, що виникає під дією зовнішнього поля.

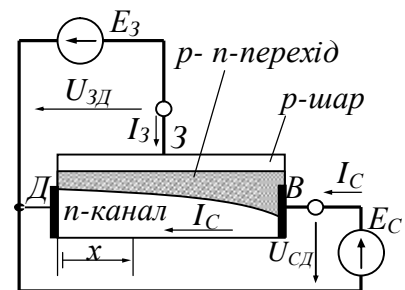


Рис. 13.16. Польовий транзистор з керуючим *p-n* переходом

Польовий транзистори з керуючим *p-n* переходом. Розглянемо принцип роботи польового транзистора з керуючим *p-n* переходом (рис. 13.16).

Між двома електродами, які називаються *джерелом Д* і *стоком С*, роз-

ташований n -канал з напівпровідника n -типу. Якщо між джерелом і стоком ввімкнене джерело з ЕРС E_C , позитивним полюсом до стоку, то в n -каналі є струм провідності, значення якого залежить від опору каналу. У свою чергу опір n -каналу залежить від його ширини, яку у польових транзисторах можна змінювати. Для цього між третім електродом, що називається затвором $З$, і джерелом ввімкнене джерело ЕРС E_3 негативним полюсом до затвора, так що p - n перехід, який знаходиться між n -каналом і напівпровідником p -типу (він знаходиться коло затвора), ввімкнений у зворотному напрямку. Ширина збідненого рухливими носіями p - n переходу впливає на ширину n -каналу і тим самим на його провідність. Замість n -каналу може бути p -канал з напівпровідника p -типу, а затвор – з напівпровідника n -типу.

Напруга p - n переходу уздовж каналу непостійна

$$U_{p-n}(x) = -E_3 - r_K(x)I_B$$

і має негативне значення, тобто перехід на всьому протязі ввімкнений у зворотному напрямку. Найбільшого абсолютного значення напруга досягає в стоці, де перекриття каналу буде максимальним (показано заштрихованою областю на рис. 13.16).

Роботу польового транзистора з керуючим p - n переходом визначають статичні стокові $I_C = f(U_{CD})$ при $U_{3Д} = const$ (рис. 13.17, а) і стоково-затворні $I_C = f(U_{3Д})$ при $U_{CD} = const$ (рис. 13.17, б) характеристики. Надмірне збільшення напруги $U_{ВД}$ викликає лавинний пробій між затвором і стоком.

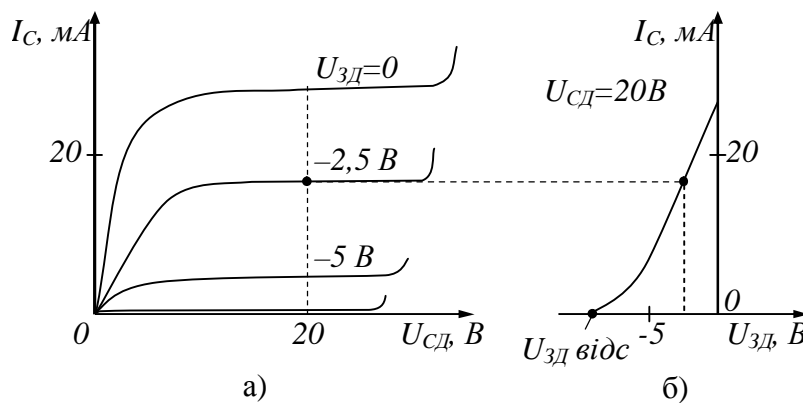


Рис. 13.17. Вольт-амперні характеристики польових транзисторів: а – статичні стокові та б – стоково-затворна

При нарузі $U_{3Д}$ менше напруги відсічення $U_{3Д\ відс}$ канал закритий ($I_C = -I_3$). Зміна полярності U_{CD} чи напруг $U_{3Д}$ порушує роботу затвора.

У розглянутому випадку (рис. 13.16) польовий транзистор ввімкнений за схемою з спільним джерелом (СД). Можливе ввімкнення польового транзистора також за схемою з спільним стоком (ЗС) і спільним затвором (ЗЗ). Однак два останні різновиди схем ввімкнення застосовуються рідко і не будуть розглядатися.

Опишемо роботу в режимі малого сигналу польового транзистора ввімкненого за схемою СД аналогічно (13.7) системою лінійних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= y_{11}u_{3Д} + y_{12}u_{CD} \\ i_B &= y_{21}u_{3Д} + y_{22}u_{CD} \end{aligned} \right\}, \quad (13.9)$$

де

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{DI_3}{DU_{3Д}} \right|_{U_{CD}=const}; & y_{12} &= \left. \frac{DI_3}{\partial U_{CD}} \right|_{U_{3Д}=const}; \\ y_{21} &= \left. \frac{DI_C}{DU_{3Д}} \right|_{U_{CD}=const}; & y_{22} &= \left. \frac{DI_C}{\partial U_{CD}} \right|_{U_{3Д}=const}. \end{aligned} \right\} \quad (13.10)$$

– параметри польового транзистора. Вони визначаються або з досліду або по статичних характеристиках (рис. 13.17) і мають типові значення

$$\begin{aligned} y_{11} &= 10^{-7} \div 10^{-9} \text{ См}; & y_{12} &= 10^{-9} \div 10^{-11} \text{ См}; \\ y_{21} &= 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ См}; & y_{22} &= 10^{-5} \div 10^{-6} \text{ См}. \end{aligned}$$

Польовий МДН-транзистори. Польові МДН-транзистори відрізняються від польових транзисторів з керуючим $p-n$ переходом тим, що в них електрод затвора ізольований від каналу шаром діелектрика. В якості діелектрика звичайно використовується окисел кремнію. Тому польові транзистори з такою структурою часто називають МДН- або МОН-транзистором (метал-окис-напівпровідник).

Розрізняють МДН-транзистори з індукованим каналом і з вбудованим каналом.

МДН-транзистор з індукованим каналом p -типу являє собою пластину кремнію n -типу (її називають підкладкою (Π)), у якій створюються дві області p -типу (рис. 13.18). Одна з цих областей використовується як джерело D , інша – як стік C . Електрод затвора Z ізольований від підкладки тонким шаром діелектрика SiO_2 .

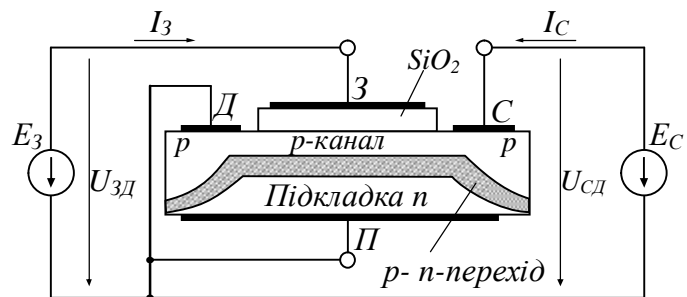


Рис. 13.18. МДН-транзистор з індукованим каналом p -типу

Розглянемо механізм роботи індукованого каналу, поклавши, що електроди підкладки Π і джерела з'єднані між собою.

Припустимо спочатку, що ланцюг стоку розімкнутий. При напрузі $U_{3Д} = 0$, тобто короткому замиканні між выводами затвора і джерела, у прикордонному шарі підкладки з діелектриком, унаслідок контактних явищ утвориться збагачений шар (див. рис. 13.7, a). Однак при цьому струмопровідний каналу між стоком і джерелом немає. Це порозумівається тим, що між напівпровідником підкладки n -типу і напівпровідниками областей стоку і джерела p -

типу утворюються два *p-n* переходи, ввімкнених назустріч один одному.

При збільшенні негативного значення напруги $U_{3Д} < 0$ спочатку замість збагаченого шару утвориться збіднений шар (див. рис. 13.6, *в*), а потім при напрузі менше граничної $U_{3Д\text{пор}}$ – інверсний шар (див. рис. 13.6, *г*), тобто індукований канал *p-типу* між стоком і джерелом. Якщо тепер у ланцюг стоку включити джерело ЕРС E_C негативним полюсом до стоку, то в *p-каналі* з'явиться струм.

При цьому в силу нерівності

$$U_{3C} = -E_3 + E_C > U_{3Д} = -E_3 < 0$$

ширина індукованого каналу зменшується по напрямку від джерела до стоку, де її можна регулювати аж до повного перекриття.

Підключення джерела ЕРС E_C позитивним полюсом до стоку неприпустимо. У цьому випадку

$$U_{3C} = -E_3 - E_C < U_{3Д} = -E_3 < 0$$

і керування індукованим каналом неможливо.

У *МДН-транзисторах з індукованим каналом n-типу* використовується підкладка з напівпровідника *p-типу*, у якій створюються дві області напівпровідника *n-типу* для стоку і джерела. Унаслідок контактних явищ на границі роздязнула діелектрика і підкладки в прикордонному шарі останньої індукується інверсний шар (див. рис. 13.7, *б*), тобто канал *n-типу*. Цей канал з'єднує між собою області стоку і джерела при відсутності напруги $U_{3Д} = 0$. При збільшенні напруги $U_{3Д} > 0$ індукований канал збагачується електронами, при зменшенні напруги $U_{3Д} < 0$ – збіднюється. Інші процеси в індукованих каналах *n-* і *p-*типів аналогічні.

МДН-транзистори з технологічно вбудованим каналом мають канал *n-* чи *p-*типу. Вбудований у процесі технологічного виготовлення транзистора канал самоізолюється від підкладки збідненим шаром *p-n* переходу. Основна особливість *МДН-транзисторів з вбудованим каналом* полягає в можливості їхньої роботи в режимі об'єднання і збагачення вбудованого каналу подібно розглянутій вище роботі *МДН-транзистора з індукованим каналом n-типу*.

У всіх типів *МДН-транзисторів* електрод підкладки або з'єднується з електродом джерела, або служить як другий затвор.

Умовні позначки польових транзисторів з керуючим *p-n* переходом, *МДН-транзисторів з індукованим каналом* і *МДН-транзисторів з вбудованим каналом* приведені на рис. 13.19

Основні достоїнства польових транзисторів – великий опір вхідного ланцюга (1 – 10 МОм) і технологічність при виробництві інтегральних мікросхем з великою щільністю розміщення елементів. Основний недолік – відносно невисока швидкодія.

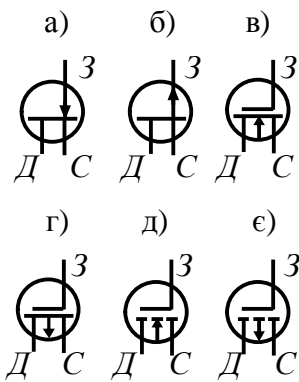


Рис. 13.19. Умовні позначення польових транзисторів:
 а – польовий транзистор з керуючим $p-n$ -переходом та n -каналом;
 б – польовий транзистор з керуючим $p-n$ -переходом та p -каналом;
 в – МДН-транзистор з вбудованим n -каналом;
 г – МДН-транзистор з вбудованим p -каналом;
 д – МДН-транзистор з індукованим n -каналом;
 е – МДН-транзистор з індукованим p -каналом;

13.3.6. Тиристори

Тиристорами називають керовані напівпровідникові прилади на основі багатоперових (чотири або більше) $p-n$ структур, які здатні під дією сигналу керування переходити з закритого (непровідного) стану у відкритий (провідний).

Напівпровідниковим матеріалом для виготовлення тиристорів слугує кремній. Класифікація та умовні позначення тиристорів наведені на рис. 13.20.

Найбільш розповсюджений різновид тиристора заснований на чотирьохшаровій $p-n-p-n$ структурі (рис. 13.21, а) ВАХ якої приведена на рис. 13.21, б.

Тринистор являє собою чотирьохшарову (рис. 13.21. г) напівпровідникову структуру, в якій одна з базових областей зроблена керуючою. Базовий вивід дає можливість керувати струмом прилеглого емітера. Для цього на керуючий електрод (KE) необхідно подати напругу такої полярності, яка забезпечить відмикання відповідного емітерного переходу. У цьому випадку процеси відмикання і запирання тиристора, тобто керування його струмом I_H здійснюються за рахунок зміни напруги на керуючому електроді, що є вхідним електродом ввімкненого в електричний ланцюг тринистора.

Зі зростанням U_K , а отже, і I_K зменшується напруга вмикання тринистора, і при досить великому значенні I_K від прямої вітки ВАХ тринистора (рис. 13.21, б) аналогічний прямої вітки ВАХ діода.

Якщо включити тиристор в електричний ланцюг, то при нульовому сигналі на керуючому електроді струм у ланцюзі буде відсутній. Це зв'язано з тим, що при прямому закритому стані (ділянка I на характеристиці) опір тиристора дуже великий. Якщо тепер на керуючий електрод подати відмикаючий імпульс позитивної полярності, то тиристор включається і через навантаження R_H починає протікати струм. Через мале спадання напруги на ввімкненому тиристорі

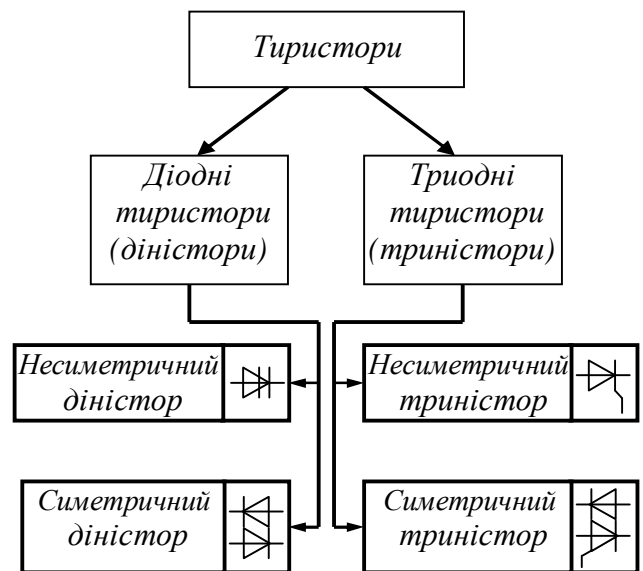


Рис. 13.20. Класифікація та умовні позначення тиристорів

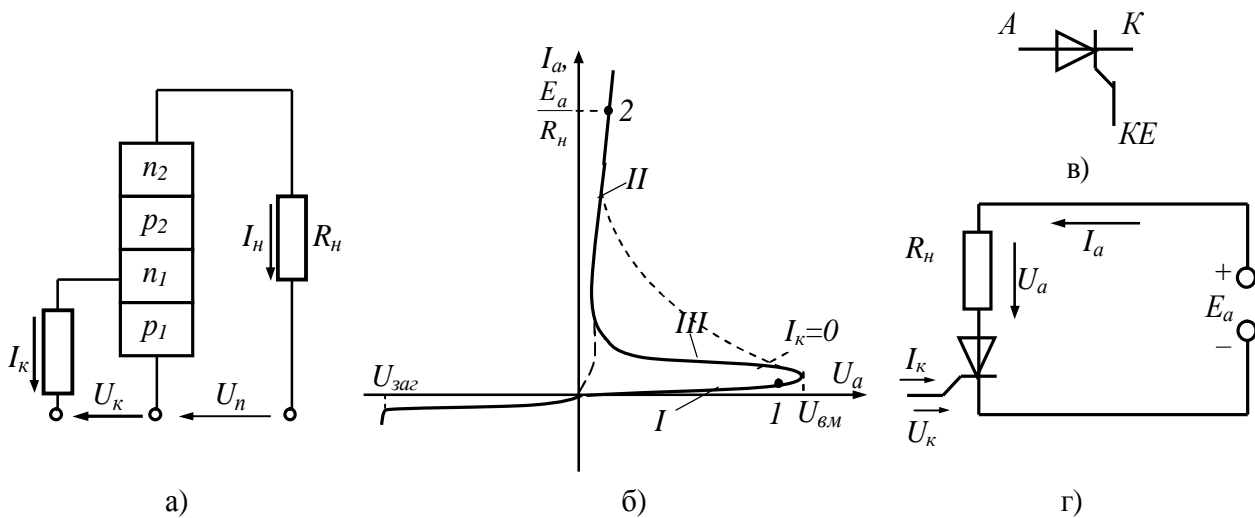


Рис.13.21. Тиристор. а – структура; б – ВАХ; в – схема вмикання; г – умовне позначення

(точка 2 на ділянці II характеристики) анодний струм після ввімкнення визначається співвідношенням $I_a = \frac{E_a}{R_n}$.

Ввімкнення тиристора може відбутися і без сигналу керування, якщо збільшити ЕРС джерела живлення E_a до значення, більшого за напругу $U_{\text{вм}}$. У цьому випадку робоча точка з ділянки I ВАХ переходить на ділянку II минаючи ділянку III (по пунктирній лінії). На практиці таке ввімкнення "по аноду" для більшості типів тиристорів небажано через можливе ушкодження приладу.

Найважливішою особливістю тиристора є те, що після його ввімкнення відкритий стан зберігається поза залежністю від наявності сигналу на керуючому електроді. Виключити тиристор можна тільки в результаті зниження анодної напруги до нуля чи від'ємного значення або при перериванні анодного струму. Керуючий ланцюг такого приладу виконує тільки одну операцію – ввімкнення тиристора. Такий тип тиристорів є найбільш розповсюдженим, ці тиристори одержали найменування *одноопераційних*.

Параметри і різновиди тиристорів

Система параметрів тиристора дозволяє вибирати прилади при проектуванні різних пристроїв. До числа параметрів тиристора відносяться:

– *Напруга вмикання $U_{\text{вм}}$ і напруга загину (пробою) на зворотній вітці ВАХ $U_{\text{заг}}$* . Якщо амплітуда напруги живлення будь-якої полярності не перевищує названих напруг, то при $I_k = 0$ тиристор буде завжди замкнений. Для надійного виконання цієї умови пряма або зворотна напруга на тиристорі не повинна перевищувати *повторювану імпульсну напругу*, що складає приблизно 0,7 найменшого з напруг $U_{\text{вм}}$ і $U_{\text{заг}}$ і приводиться в довідниках. Для різних типів тиристорів вона складає від 100 до 4000 В.

– *Максимально припустимий середній прями́й струм, імпульсна пряма напруга, максимальний зворотний струм*. Вони мають той саме зміст, що і для діодів. У сучасних потужних тиристорах припустимий середній прями́й струм досягає 1000 – 5000 А.

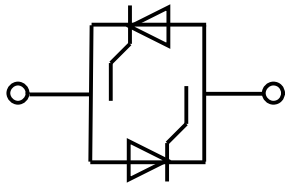


Рис. 13.22 Тиристри, які ввімкнених зустрічно-паралельно

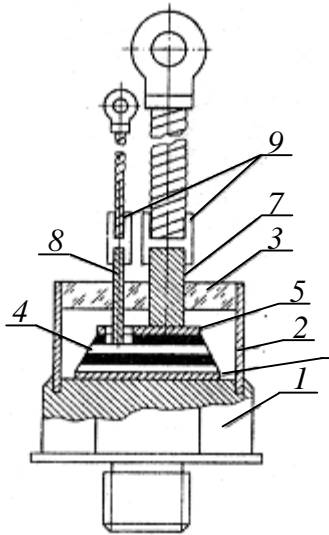


Рис. 13.23. Будова тріодного тиристора великої потужності

– При зменшенні анодного струму до значення *струму утримання* тиристор може мимовільно перейти в замкнений стан. Струм утримання, що приводиться в довіднику, визначається при $I_K=0$.

– Керуючий струм відмикання $I_{K.відм}$ і керуюча напруга відмикання $U_{K.відм}$.

– Час вимикання – часовий інтервал, після якого, при припиненні протікання анодного струму до приладу можна прикласти пряму напругу і при цьому не відбудеться його повторного вмикання. Час вимикання в низькочастотних тиристорах складає 100 – 500 мкс, у швидкодіючих – 10 – 100 мкс.

Головна область застосування одноопераційних тиристорів – енергетична електроніка, в області високих потужностей тиристор є основним силовим керованим приладом. Малопотужні тиристри використовуються в імпульсних схемах інформаційної електроніки.

Промисловість випускає ряд різновидів тиристорів:

1. *Діністор* – це тиристор без керуючого електрода (рис. 13.15, а). Він аналогічний звичайному тиристорі, у якого немає керуючого електрода. Для ввімкнення діністора до нього необхідно прикласти напруга $U_a > U_{ВКЛ}$.

При поданні зворотної напруги діністор завжди замкнений.

2. *Симистор (симетричний діністор або тріністор)* – багат шаровий перемикаючий прилад із симетричної ВАХ для прямої і зворотної напруг. Симистор може комутувати струм будь-якого напрямку і замінює собою ланцюг із двох звичайних тиристорів, ввімкнених зустрічно-паралельно (рис. 13.22).

а)

3. *Двоопераційні тиристри* з'явилися наприкінці 60-х років. У цих приладах при подачі негативного імпульсу на керуючий електрод можливо здійснити запирання анодного струму. Необхідна потужність замикаючого керуючого імпульсу значно вище потужності імпульсу, що відмикає. Розроблені двоопераційні тиристри на струми до 200–500 А и напруги до 1000– 2000 В.

Основна область застосування тиристорів – перетворююча техніка. Номінальні значення струмів у деяких типів тиристорів в відкритому стані досягають 5000 А, а номінальні значення напруг у закритому стані – до 5000 В.

Типова конструкція тріодного тиристора великої потужності приведена на рис. 13.23, де 1 – підстава з міді; 2 – трубка зі сталі з склоізолятором; 3, 4 – чотиришарова структура *p-n-p-n* із припаяними до неї вольфрамовими дисками 5 і 6; 7, 8 –стержневі виводи відповідно катода і керуючого електрода, які через перехідні втулки 9 з'єднуються з гнучкими зовнішніми виводами.

13.3.7. Випромінюючий діод

Випромінюючий діод – напівпровідниковий діод, що випромінює з області *p-n-переходу* кванти енергії. Випромінювання випускається через прозору скляну пластину, розміщену в корпусі.

По характеристиці випромінювання випромінюючі діоди поділяються на двох груп:

- діоди з випромінюванням у видимій області спектра, що одержали назву *світлодіоди*;
- діоди з випромінюванням в інфрачервоній області спектра, що одержали назву *ІЧ-діоди*.

Принцип дії обох груп діодів однаковий і базується на мимовільній рекомбінації носіїв заряду при прямому струмі через електричний випрямляючий перехід. Рекомбінація носіїв супроводжується звільненням кванта енергії. Спектр частот кванта енергії визначається типом напівпровідникового матеріалу.

Основними матеріалами для виготовлення світлодіодів служать фосфід галію, арсенід-фосфід галію, карбід кремнію. Велику частину енергії, що виділяється в цих матеріалах, при рекомбінації носіїв заряду, складає тепла енергія. На частку енергії видимого випромінювання в кращому випадку приходить 10...20%. Тому ККД світлодіодів невеликий.

Матеріалами для виготовлення ІЧ-діодів є арсенід і фосфід галію. Повна потужність випромінювання цієї групи діодів лежить у межах від одиниць до сотень міліватів при напрузі на діоді 1,2 ...3 В и прямому струмі від десятків до сотень міліамперів.

Світлодіоди застосовують як світлові індикатори, ІЧ-діоди – як джерела випромінювання в оптоелектронних пристроях, пульсах.

13.3.8. Загальнотехнічні й економічні характеристики і система позначень напівпровідникових приладів

До загальнотехнічних і економічних характеристик напівпровідникових приладів відносяться маса, механічна міцність, термостійкість, надійність, тобто параметри, що визначають економічність і можливі області експлуатації електронних пристроїв.

Маса напівпровідникових приладів невелика, визначається в основному масою корпусу і виводів. Тому маса малопотужних безкорпусних приладів складає 0,01–0,1 гр., маса приладів, укладених у металевий корпус – 1–10 гр. Тільки потужні діоди, транзисторні зборки і тиристри мають масу 0,1–0,5 кг.

Механічна міцність напівпровідникових приладів досить висока. Більшість з них витримує вібраційні прискорення (10 – 100)g, удари з прискоренням (50 – 500) g.

Робочі температури для германієвих приладів, як правило, коливаються від –40...–60°C до +60...+80°C. Для кремнієвих приладів верхня межа робочих температур може досягати +100...+150°C.

Надійність напівпровідникових приладів зручно характеризувати середнім часом безвідмовної роботи, що при правильній експлуатації складає 10^6 – 10^7 годин.

Тиск навколишнього повітря при роботі напівпровідникових приладів може коливатися в широких межах. Більшість приладів надійно працює при тисках від $7 \cdot 10^2$ до $3 \cdot 10^5$ Па;

Вартість напівпровідникових приладів при їхньому масовому виготовленні дуже ни-

з'яка (від декількох копійок до декількох гривень) і має стійку тенденцію до зниження.

Усі напівпровідникові прилади, що існують, розроблюються або модернізуються позначають буквено-цифровим кодом (букви, що застосовуються у позначеннях – російські).

Перший елемент позначення визначає вихідний напівпровідниковий матеріал:

- германій – Г або 1;
- кремній – К або 2;
- з'єднання галію – А або 3.

Другий елемент позначення – буквенний – визначає клас приладу:

- | | |
|--------------------------------|----------------------------------|
| - транзистори біполярні – Т; | - варикапи – У; |
| - транзистори польові – П; | - діоди тунельні і звернені – И; |
| - діоди випрямні – Д; | - стабілітрони і стабістори – С; |
| - випрямні стовпи і блоки – Ц; | - тиристори діодні до 10 А – Н; |
| - діоди надвисокочастотні – А; | - тиристори тріодні до 10 А – У. |

Третій елемент позначення – цифри від 1 до 99 – визначають діапазон основних параметрів приладу (потужність, частота, основне призначення і т.п.).

Четвертий елемент позначення – двозначне число від 01 до 99 – визначає номер розробки.

П'ятий елемент позначення – букви російського алфавіту від А до Я – визначає розподіл технологічного типу на параметричні групи, наприклад по зворотних напругах, коефіцієнту передачі струму і т.п.

Відповідно до зазначеної системи маркування позначення *ГТ308В* належить германієвому (Г) транзисторові (Т), високочастотному, малої потужності № розробки 08, з коефіцієнтом передачі струму бази 50 – 120 (У); позначення *КД202Р* відповідає кремнієвому (К) випрямного діода (Д) середньої потужності (2), номер розробки 02, з максимально припустимою зворотною напругою 600В (Р).

§ 13.4. Інтегральні мікросхеми

Застосування електронних пристроїв для рішення все більш складних технічних задач приводить до постійного ускладнення їхніх електричних схем. Створення нових електронних пристроїв з великою кількістю елементів стало можливим на базі *мікроелектроніки*. Мікроелектронікою називають науково-технічний напрямок електроніки, що охоплює проблеми створення мікромініатюрних електронних пристроїв, що володіють надійністю, низькою вартістю, високим швидкодією і малою споживаною енергією.

Основним конструктивно-технічним принципом мікроелектроніки є елементна *інтеграція* – об'єднання в одному мініатюрному елементі багатьох найпростіших елементів транзисторів, діодів, резисторів і т.п.). Отриманий у результаті такого об'єднання складний мікроелемент називають *інтегральною мікросхемою* (ІС).

Інтегральна мікросхема – мікроелектронний виріб, що містить не менше п'яти активних елементів (транзисторів, діодів) і пасивних елементів (резисторів, дроселів, конденсаторів), що виготовляються в єдиному технологічному процесі, електрично з'єднані між собою, укладені в спільний *корпус* і є нероздільним цілим пристроєм (рис. 13.24).

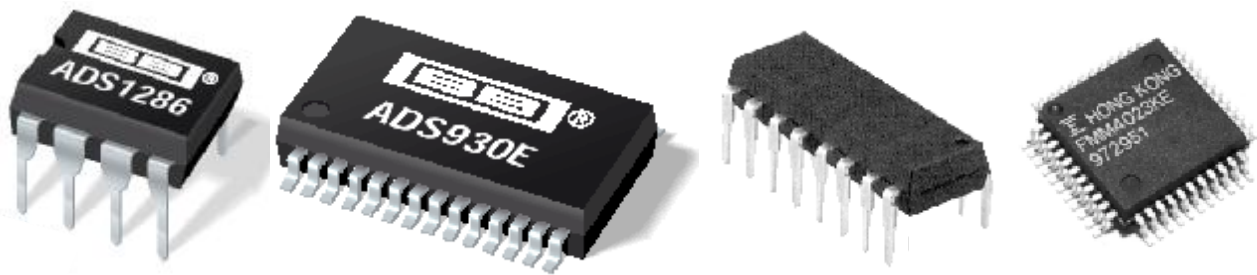


Рис. 13.24. Приклади зовнішнього вигляду різних типів мікросхем

Електронна апаратура на ІС володіє наступними перевагами:

1. Високою надійністю і технологічністю, оскільки ІС виготовляють на спеціалізованих підприємствах на основі високо автоматизованої сучасної технології. При створенні апаратури на ІС різко знижуються витрати праці на зборку і монтаж апаратури, зменшується число паяних з'єднань, що є одним з найменш надійних елементів електронних вузлів. Тому апаратура на ІС набагато надійніше, ніж апаратура на дискретних елементах, менше ймовірність помилок при монтажі. Тільки ІС забезпечили високу надійність, необхідну для створення систем керування космічними апаратами і сучасних великих обчислювальних систем.

2. Апаратура на ІС має малу масу і габарити.

3. При створенні апаратури з готових ІС різко скорочується час на розробку виробу, тому що використовуються готові вузли і блоки, спрощується впровадження у виробництво.

4. Застосування апаратури на ІС масового випуску знижує вартість виробу, так як зменшуються витрати на монтаж і налагодження пристрою, та й самі мікросхеми коштують дешевше замість ними схем на дискретних компонентах, тому що випускаються по найбільш розробленій і продуктивній технології.

5. Створення апаратури на ІС спрощує організацію виробництва за рахунок зменшення числа операцій і скорочення числа комплектуючих виробів.

У силу цих переваг практично всі сучасні пристрої інформаційної електроніки створюються з застосуванням ІС. Можна ототожнити сучасну інформаційну електроніку і мікросхемотехніку. В останні роки намітилася тенденція впровадження досягнень мікроелектроніки в енергетичну електроніку.

Інтегральні мікросхеми поділяються на два класи, що сильно відрізняються друг від друга:

- 1) напівпровідникові ІС;
- 2) гібридні ІС.

13.4.1. Особливості ІС

Гібридні ІС. Основу гібридної ІС (рис. 13.25) складає плівкова схема: пластина діелектрика, на поверхні якого нанесені у виді плівок товщиною порядку 1 мкм компоненти схеми і з'єднання між ними. Цим способом легко здійснюються плівкові провідникові з'єднання, резистори, конденсатори. Конденса-

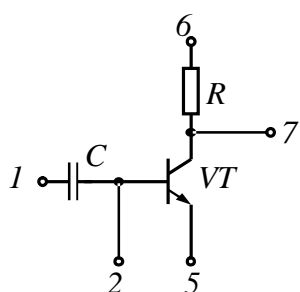
тор складається з трьох плівкових шарів: метал-діелектрик-метал. За рахунок малої товщини діелектрика ємність плівкових конденсаторів досягає 10 000 пФ і більше. Дроселі можуть бути виконані у виді спірالي. Безкорпусні напівпровідникові прилади, конденсатори великих номіналів і магнітні елементи в гібридних ІС виконуються начіпними: ці елементи приклеюються у визначених місцях до плати, здійснюється їхнє контактування з елементами плівкової схеми, потім плата з плівковою схемою і начіпними елементами міститься в герметизований корпус, що має визначену кількість виводів.

Гібридні ІС володіють наступними основними властивостями:

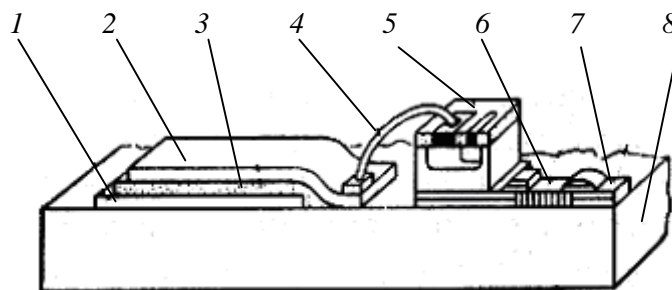
1. Найбільш кращими елементами є пасивні компоненти (резистори і конденсатори), число начіпних елементів у ІС повинно бути невеликим, тому що їхня установка і монтаж вимагають великих витрат праці.

2. Точність відтворення параметрів у гібридних ІС значно вище, ніж напівпровідникових. Можливе припасування номіналів резисторів і конденсаторів (наприклад, шляхом зіскаблення частини плівки).

3. Технологія гібридних ІС значно простіше технології напівпровідникових. Гібридні ІС поділяються на *тонкоплівочні*, у яких плівки створюються методом термовакуумного напилювання, і *товстоплівочні*, у яких плівки одер-



а)



б)

Рис. 13.25. Електрична схема (а) і профіль структури (б) гібридної ІС:

- 1 – нижня обкладка конденсатора; 2 – верхня обкладка конденсатора; 3 – шар діелектрика;
4 – сполучна шина; 5 – транзистор з контактами; 6 – резистор з контактами;
7 – контактна площадка; 8 – діелектрична підкладка

жують шляхом нанесення пасти через трафарет з наступним спіканням у печі. Технологія товстоплівочних ІС порівняно проста, і їхній випуск може бути налагоджений у стінах лабораторії чи виробничій ділянці.

4. Вартість підготовки до випуску нового типу гібридних ІС менше, ніж напівпровідникових, тому економічно виправданий випуск гібридних ІС малими серіями (сотні і навіть десятки екземплярів).

5. Масогабаритні показники гібридних ІС гірше, ніж у напівпровідникових, і число компонентів в одній схемі звичайно не більше декількох десятків.

Напівпровідникова ІС – напівпровідниковий кристал, у товщі якого виконуються усі компоненти схеми (рис. 13.26); напівпровідникові прилади і напівпровідникові резистори. Поверхня напівпровідника покривається ізолюючим шаром окисла, по якому в потрібних місцях розташований шар металу, що за-

безпечує з'єднання між елементами схеми. Ізоляція елементів друг від друга здійснюється за допомогою $p-n$ переходів, зміщених у зворотному напрямку. Для цього до підкладки p -типу прикладається найбільш негативний потенціал. Після створення шару окисла на поверхні і нанесення з'єднань кристали напівпровідника поміщають у герметизований корпус, що має виводи в зовнішній ланцюг. Напівпровідникові ІС мають наступні особливості:

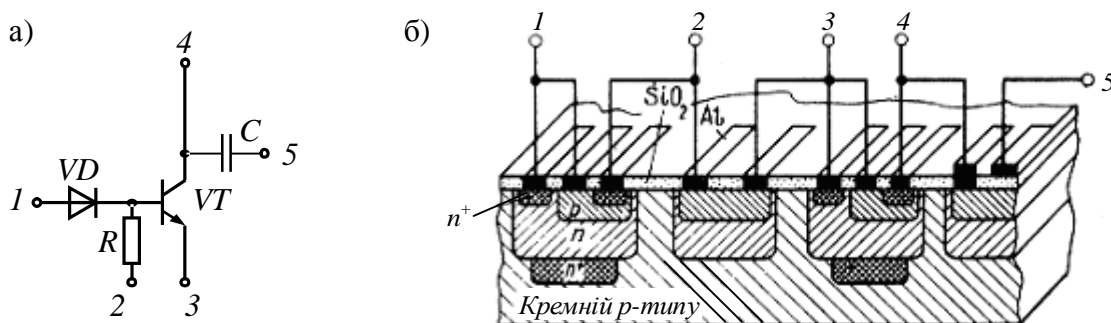


Рис. 13.26. Електрична схема (а) і профіль структури (б) напівпровідникової ІС:
1 – виводи діоду; 2 – резистора; 3, 4 – транзистора; 5 – конденсатора

1. У кристалі напівпровідника можуть бути виконані напівпровідникові прилади (діоди, транзистори, польові транзистори) і напівпровідникові резистори. Найбільш кращими елементами є ті, котрі займають найменшу площу на кристалі, це, у першу чергу, польові транзистори МДН-типу, потім інші напівпровідникові прилади. Конденсатори великої ємності і магнітні елементи (дроселі, трансформатори) у складі напівпровідникових ІС нездійсненні.

2. Точність відтворення параметрів компонентів напівпровідникової ІС невелика, але однакові елементи на одному кристалі мають практично ідентичні параметри.

3. Технологія ІС дуже складна, і їх випуск може бути налагоджений лише на великому спеціалізованому підприємстві.

4. Витрати на підготовку випуску нового типу ІС великі, тому економічно виправданий випуск цих виробів тільки дуже великими серіями (10^4 екземплярів і вище). Чим вище тираж виробу, тим дешевше воно обходиться виготовлювачу.

5. Маса і габарити напівпровідникових ІС дуже малі, на одному кристалі кремнію (розміром кілька квадратних сантиметрів) можуть розташовуватися десятки і сотні тисяч окремих елементів схеми.

Напівпровідникові інтегральні мікросхеми в основному є ІС загального застосування, тобто випускаються у виді типових елементів для різних областей використання, мають універсальні достоїнства, що забезпечує їхній високий тираж. Гібридна технологія особливо краща при розробці ІС приватного застосування, тобто для рішення якоїсь визначеної задачі. У цьому випадку тираж ІС звичайно невисокий, і економічно вигідніше випуск гібридних ІС.

Технологія, що застосовується для виготовлення напівпровідникових мікросхем в основному на біполярних транзисторах, одержала назву біполярної. Для виготовлення ІС на МДН-транзисторах є ряд технологій:

n-МООН – технологія, що дозволяє одержувати МООН-транзистор з *n*-каналом, що має електронну електропровідність;

K-МООН – технологія, що дозволяє одержувати МДН-транзистори з каналами як *n*, так і *p*-типів;

V-МООН – технологія, що передбачає створення V-образних канавок на поверхні напівпровідникової пластини. На бічних поверхнях цих канавок розташовуються МООН-транзистори з короткими каналами (не більш 3 – 6 мкм), що дозволяє довести швидкодію польових транзисторів до 5 – 20 нс.

В усіх цих технологіях для з'єднання елементів між собою застосовують золоті чи алюмінієві плівки, одержувані методом вакуумного напилювання через маску відповідної форми. З'єднання мікросхеми з зовнішніми виводами здійснюють золотими чи алюмінієвими провідниками діаметром близько 10 мкм.

Напівпровідникові інтегральні мікросхеми в зборі поміщають у металевий чи пластмасовий корпус (рис. 13.24). Виготовлення мікросхем (відразу великої кількості) у єдиному технологічному циклі дозволяє істотно ускладнювати їхню схему і збільшувати кількість активних і пасивних елементів практично без підвищення трудомісткості виготовлення. Це дає можливість створювати складні мікросхеми з великим ступенем інтеграції.

Більшість напівпровідникових інтегральних мікросхем споживає від джерел потужність порядку 50–200 мВт. У той же час існують логічні мікросхеми, споживана потужність яких не перевищує 10–100 мкВт, а також підсилювачі потужності в мікросхемному виконанні, що забезпечують вихідну потужність у кілька ват. Мікросхеми можуть працювати до частот 20 – 300 МГц, забезпечувати час затримки сигналу 0,1 – 20 нс.

Напівпровідникові інтегральні мікросхеми мають високу надійність. Зараз середній час безвідмовної роботи досягає 10^9 ч.

За видом оброблюваних сигналів ІС підрозділяються на *цифрові й аналогові*.

Аналогова ІС призначена для перетворення і обробки сигналів, що змінюються за законом безперервної функції (окремим випадком аналогової мікросхеми є мікросхема з лінійною характеристикою – лінійна мікросхема).

Серед аналогових ІС, найбільшого поширення набули ІС, які виконують функції операційних підсилювачів, а також генератори, перетворювачі сигналів, схеми порівняння, фільтри та ін.

Цифрові ІС призначені для перетворення та обробки сигналів, які змінюються за законом дискретної функції (окремим випадком цифрової ІС є логічна мікросхема).

Цифрові ІС виконують логічні функції тригера, лічильника, регістра, мікропроцесора тощо і навіть функції мікро-ЕОМ. Більш детально матеріал з цифрових ІС викладено у 15 главі навчального посібника.

Зараз найбільше поширення набули електронні напівпровідникові елементи в інтегральному виконанні – цифрові інтегральні схеми. Вони являють собою набір базових елементів – вентилів, сполучених з'єднувальними провідниками на напівпровідниковому кристалі, який розміщується в одному із стандар-

тних корпусів.

Електронні напівпровідникові елементи, виконані у вигляді ІС, мають такі переваги, як невеликі розміри і споживана потужність, підвищена надійність, зручність і висока міцність монтажу. Висока технологічність дозволяє випускати ІС великими серіями, що зумовлює їх порівняно малу вартість.

Цифрові ІС мають низку особливостей:

1. У міру вдосконалення технології виготовлення зменшуються лінійні розміри компонентів вентилів (транзисторів, діодів тощо) і ширина сполучених провідників. Сучасною мікроелектронікою досягнуто лінійні розміри компонентів 0,1...0,3 мкм, що дозволяє на кристалі площею 20-30 мм² розмістити до 10¹⁰ компонентів (до 10¹⁰ вентилів). Кількість вентилів N на кристалі визначає ступінь інтеграції ІС. Зменшення лінійних розмірів компонентів у 4 рази приводить до збільшення ступеня інтеграції в 10 разів, швидкодії – в 4 рази, а споживана кожним вентилям потужність зменшується при цьому в 16 разів. Щорічно ступінь інтеграції ІС збільшується в 2 рази, швидкодія – в 1.5 раза, в той час як вартість, надійність споживана потужність зменшуються значно повільніше. Отже, збільшення ступеня інтеграції ІС є ефективним способом поліпшення їх масогабаритних параметрів, економічності та надійності. У майбутньому на кристалі ІС очікується розміщення до 10¹¹ компонентів.

З погляду інтеграції основними параметрами інтегральних мікросхем є щільність упакування і ступінь інтеграції. Щільність упакування характеризує кількість елементів в одиниці об'єму інтегральної мікросхеми, ступінь інтеграції – кількість елементів, що входять до складу інтегральної мікросхеми. По ступені інтеграції всі інтегральні мікросхеми розподіляються таким чином:

- ІС малого ступеня інтеграції (МІС) з $N < 10$;
- ІС середнього ступеня інтеграції (СІС) з $10 \leq N < 100$;
- ІС великого ступеня інтеграції (ВІС) з $100 \leq N < 1000$;
- ІС надвеликого ступеня інтеграції (НВІС) з $N > 1000$.

2. Стандартні корпуси ІС малогабаритні і мають по 14, 16, 18, 24, 28, 40, 42, 48 або 64 виводи. Корпуса з більшою кількістю виводів на цей час великого поширення не набули. Існуюче обмеження на кількість входів і виходів ВІС утруднює доступ до внутрішніх елементів і певним чином впливає на вибір структури ВІС і НВІС.

3. Сполучні провідники складної схеми зв'язків елементів займають на кристалі значну площу і знижують ступінь інтеграції. Найбільший ступінь інтеграції мають ВІС і НВІС з регулярною метричною схемою зв'язків.

4. Вартість проектування ВІС і НВІС дуже велика, тому виробництво одиничних замовлених ІС виправдовується у виняткових випадках. Економічно доцільніший лише масовий випуск ІС, який забезпечує їх малу вартість. З цієї причини номенклатура ІС обмежена. Мікроелектронна промисловість випускає низку серій ІС, кожна з яких включає від одиниці до декількох десятків ІС різного ступеня інтеграції, виконаних за єдиною технологією (p -МОН, n -МОН, k -МОН, ТТЛ, ЕЗЛ тощо) і сумісних між собою.

5. Введення елементів настройки різко розширює функціональні можливості ІС. Такі ІС настраюються на виконання потрібних функцій:

- а) на останній стадії виготовлення (напівзамовлені ІС);
- б) одноразово після виготовлення ІС;
- в) багаторазово після виготовлення ІС.

Використання ІС, які програмуються, дозволяє вирішити протиріччя між обмеженою номенклатурою ІС і необхідністю реалізації за їх допомогою найрізноманітніших функцій.

6. Стійкість ІС до впливу зовнішніх факторів (температури, вологості, електричних і магнітних полів) досить висока. Це дозволяє будувати на їх основі електронні пристрої, призначені для використання в найрізноманітніших умовах експлуатації.

Інтегральні мікросхеми, як цифрові, так і аналогові, випускаються у вигляді серій ІС. *Серія ІС* – сукупність типів ІС, які можуть виконувати різні функції, мають єдине конструктивно-технологічне виконання і призначені для спільного застосування. Кожна серія і кожний елемент у серії мають своє умовне позначення. Кожна країна, кожна фірма, виробник ІС мають свою систему умовних цифрових і літературних позначень. У табл. 13.1 наведено позначення деяких однотипних ІС.

Таблиця 13.1.

Позначення деяких однотипних серій ІС

Серія цифрових ІС		Серія аналогових ІС	
СРСР, СНД	США	СРСР, СНД	США
133	SN54	K118	TAA960
136	SN542	KP119	OP07
130	SN54H	KP123	μA702
530	SN545	K140	μA723
533	SN54LS	KP140	μPA35
1533	SN54ALS	KP142	SN75
1531	SN54F	KM146	TDA, TCA,
155	SN54	K170	TBA, AN, NE
158	SN74L	K174	LM387N
131	SN74H	KP538	LM381
555	SN74LS	K548	μA709A
531	SN74S	K553	μA711C
KP 1533	SN74ALS	K554	LM211N
KP1531	SN74F		SE527
164;176	CD4000	KP574	AD513
564;561	CD4000A		

13.4.2. Класифікація інтегральних мікросхем по функціональному призначенню і система їх позначень

На відміну від напівпровідникових діодів і транзисторів інтегральні мікросхеми являють собою не окремі елементи, а цілі функціональні пристрої, призначені для перетворення електричних сигналів. В залежності від призначення в інтегральній мікросхемі можуть нормуватися різні параметри, що характеризують функціональний пристрій у цілому. По призначенню всі інтегральні мікросхеми підрозділяються на два класи: лінійно-імпульсні і

логічні.

До *лінійно-імпульсних мікросхем* відносять мікросхеми, що забезпечують приблизно пропорційну залежність між вхідними і вихідними сигналами. Вхідним сигналом найчастіше є вхідна напруга, рідше вхідний струм, вихідним сигналом – вихідна напруга. Найпростішим прикладом лінійно-імпульсної мікросхеми є широкополосний підсилювач.

Логічні інтегральні мікросхеми, як правило, являють собою пристрої з декількома входами і виходами. У них як вхідні, так і вихідні напруги можуть приймати лише визначені значення, при цьому вихідна напруга залежить від наявності чи відсутності напруг на різних входах пристрою. Основними параметрами цих мікросхем є вхідна і вихідна напруги і швидкодія.

По прийнятій системі позначень (у СРСР, СНД) умовна позначка типу ІС складається з чотирьох елементів.

Перший елемент – цифра, що вказує конструктивно-технологічне виконання ІС. По конструктивно-технологічному виконанню мікросхеми підрозділяють на три групи, яким привласнені наступні позначення:

- 1; 5; 7 – напівпровідникові;
- 2; 4; 6; 8 – гібридні;
- 3 – інші (плівкові, керамічні й ін.).

Другий елемент – дві чи три цифри, що означають порядковий номер розробки серії ІС (від 0 до 999).

Третій елемент – дві букви, що означають функціональне призначення ІС.

Четвертий елемент – порядковий номер розробки ІС по функціональній ознаці в даній серії.

ІС, призначені для електронних пристроїв широкого застосування, мають на початку умовної позначки додатковий індекс К.

При наявності розкиду окремих електричних параметрів, а також граничних експлуатаційних параметрів того самого типу ІС наприкінці умовної позначки проставляється додаткова буква (від А до Я).

Як приклад приведемо умовні позначки напівпровідникової і гібридний ІС. Так, шифр мікросхеми *K140УД14А* означає: К – мікросхема для електронних пристроїв широкого застосування, 1 – напівпровідникова, 40 – порядковий номер серії (серія 140), УД – операційний підсилювач, 14 – порядковий номер операційного підсилювача в серії 140, А – з коефіцієнтом підсилення визначеного значення. Шифр мікросхеми *284КН1* означає: 2 – гібридна, 84 – порядковий номер серії (серія 284), КН – комутатори, 1 – порядковий номер комутатора в серії 284.

§ 13.5. Фотоелектричні прилади. Поняття про оптоелектронні прилади

13.5.1. Фотоелектричні прилади

Фотоелектричними називають електронні прилади, що перетворюють енергію випромінювання в електричну енергію. Такі прилади можуть будуватися на фотоэффекті як у вакуумі, газі, так і в напівпровіднику. В даний час найбільше поширення одержали фотоелектричні прилади, принцип дії яких заснований на внутрішньому фотоэффекті в напівпровіднику. Суть його полягає в збільшенні концентрації вільних носіїв заряду під дією зовнішнього світла, а отже, і провідності напівпровідникових матеріалів. Одержувана в такий спосіб провідність називається *фотопровідністю*. Вона сполучається з власною провідністю напівпровідникового фотоматеріалу. Фотопровідність залежить від інтенсивності і спектрального складу зовнішнього світлового потоку.

Внутрішній фотоэффект може бути реалізований у різних напівпровідникових приладах. Розглянемо основні з них.

Фоторезистор – напівпровідниковий прилад, електричний опір якого змінюється в залежності від інтенсивності і спектрального складу зовнішнього випромінювання. На рис. 13.27 показані умовна позначка і типові ВАХ фоторезистора для декількох значень світлового потоку Φ . При відсутності зовнішнього світлового потоку ($\Phi=0$) опір фоторезистора великий і визначається власною провідністю напівпровідникового матеріалу. Струм, обумовлений власною провідністю, називається *темновим* I_m . Під дією світлового потоку опір фоторезистора зменшується. У цьому випадку струм називається *світловим* I_c . Різниця між світловим і темновим струмами складає *фотострум* I_Φ . Конструктивно фоторезистори виконують у металевому чи пластмасовому корпусі з прозорим вікном, під яким розташований напівпровідниковий матеріал.

Фотодіод за структурою аналогічний звичайному напівпровідниковому діоду. Відмінність полягає в тому, що його корпус постачений додатковою лінзою, що створює зовнішній світловий потік, спрямований, як правило, перпендикулярно площини *p-n*-переходу. Прилад може працювати в режимах фотоперетворювача і фотогенератора (рис. 13.28).

У режимі фотоперетворювача в ланцюг фотодіода включають зовнішнє джерело живлення (рис. 13.28, а), що забезпечує зворотний зсув *p-n*-переходу. Якщо перехід не освітлений, то створюється зворотний темновий струм. При висвітленні переходу до темновому току додається фотострум, значення якого не залежить від прикладеної напруги і пропорційно інтенсивності світлового потоку Φ .

У режимі фотогенератора фотодіод сам є джерелом ЕРС (рис. 13.28, б), значення якого пропорційно інтенсивності світлового потоку. Типове значення фото-ЕРС $E=U_{xx}$ кремнієвого фотодіода при середнім сонячному висвітленні складає 0,5...0,55 В.

Фототранзистор має структуру аналогічну структурі біполярного транзистора. Схема ввімкнення фото транзистора наведена на рис. 13.29, а. Він має більш високу чутливість, ніж фотодіод. Світловий потік впливає перпендикулярно площині емітерного *p-n*-переходу, генеруючи в базі пари носіїв заряду. Носіїв для бази носії заряду притягаються колекторним переходом, збільшу-

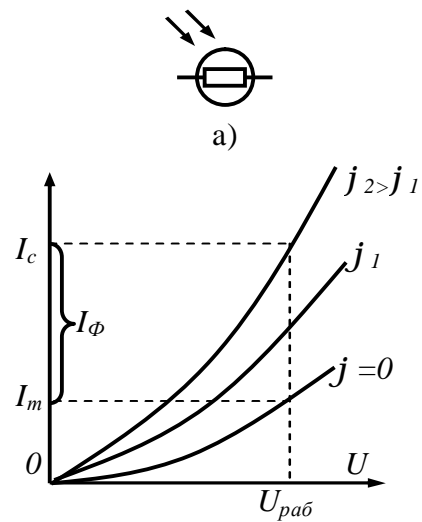


Рис.13.27. Умовне позначення (а) та вольт-амперні характеристики (б) фоторезистора

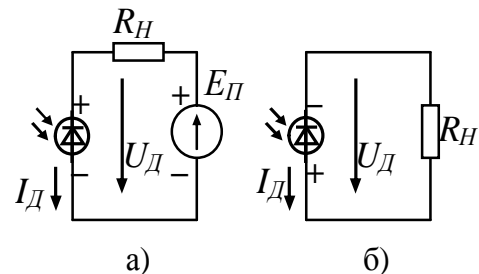


Рис. 13.28. Ввімкнення фотодіода за схемою фотоперетворювача (а) та за схемою фотогенератора (б)

ючи колекторний струм. Однак цей струм є тільки частиною струму колектора, тому що відхід з бази неосновних носіїв створює в ній незкомпенсований об'ємний заряд основних носіїв. Цей заряд знижує потенційний бар'єр емітерного переходу. У результаті відбувається збільшення кількості носіїв заряду інжектуємих емітером в область бази, а отже і збільшення колекторного струму. Таким чином, у фототранзисторі відбувається посилення фотоструму, що і пояснює велику чутливість його в порівнянні з фотодіодом.

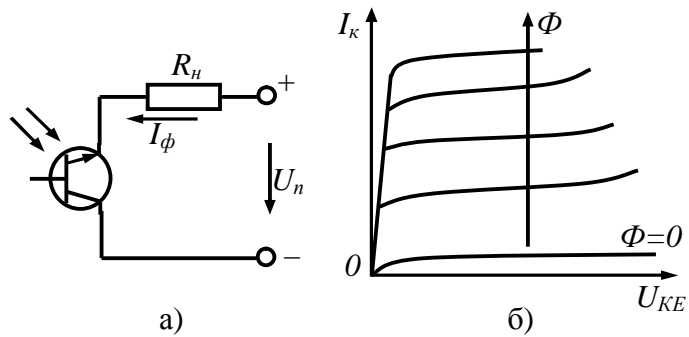


Рис. 13.29. Фототранзистор: а – схема ввімкнення; б – сімейство вихідних характеристик

Вольтамперні характеристики фототранзистора, виконаного без виводу бази, аналогічні характеристикам біполярного транзистора, ввімкненого за схемою з спільним емітером. Відмінність полягає в тому, що керуючим параметром є не струм бази, а світловий потік Φ (рис. 13.29, б).

Внутрішній фотоэффект у напівпровіднику може бути використаний для побудови й інших напівпровідникових приладів: фоторезистора, одноперехідного фототранзистора та ін. Широкого самостійного застосування прилади з внутрішнім фотоэффектом не одержали, тому що значення фотоструму залежить не тільки від інтенсивності світлового потоку, але і від його спектрального складу. Зміна останнього приводить до неоднозначних результатів у роботі пристроїв, що містять зазначені прилади. Цього недоліку позбавлені оптоелектронні прилади (штопари).

13.5.2. Оптоелектронні прилади

Оптоелектронний прилад (оптопара) містить одночасно джерело і приймач світлової енергії.

Для оптопари як вхідним, так і вихідним параметром є електричний сигнал, причому гальванічного зв'язку між вхідними і вихідними ланцюгами немає. Як випромінювач у оптопарі можуть бути використані інфрачервоний випромінюючий діод, світло випромінюючий діод, люмінесцентний випромінювач чи напівпровідниковий лазер. Найбільше поширення в даний час одержав інфрачервоний випромінюючий діод, що пояснюється простотою його структури, керування і високим ККД. В якості приймача оптопари знаходять застосування розглянуті вище фотоелектричні прилади: фоторезистор, фотодіод, фототранзистор та ін. Слід зазначити, що оптопара дозволила створити аналог розділового трансформатора, що є особливо актуальним в інтегральній мікроелектроніці. Умовні позначки оптопар, що включає різні приймачі, приведені на рис. 13.30.

Для посилення й узгодження вихідного сигналу оптопари з її стандартним рівнем напруги, які використовуються для передачі і перетворення цифрових сигналів, служать оптоелектронні інтегральні схеми. В них застосовуються,

як правило, діодна оптопара (яка має найвищу швидкодію) та імпульсний підсилювач. На рис. 13.31 зображено принципіальна електрична схема одного з таких пристроїв.

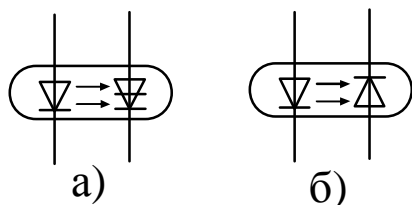


Рис. 13.30. Умовне позначення оптопар:
а – тиристорної; б – діодної

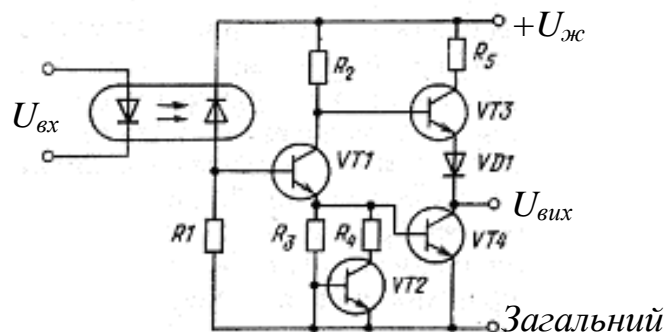


Рис. 13.31. Схема оптоелектронного перемикача-інвертора

В даний час застосовується два види маркірування фоторезисторів: старий і новий. Старий містить три символи. Перший символ – букви ΦC (фотоопір (російською)). Другий символ-буква, що вказує тип світлочутливого матеріалу: A – сірчистий свинець, K – сірчистий кадмій, D – селенід кадмію. Третій символ – цифра, що позначає тип конструктивного виконання. У новому маркіруванні букви ΦC замінені на $C\Phi$ – опір фоточуттєве, а тип світлочутливого матеріалу позначається цифрою, наприклад $C\Phi 2-4$.

Маркірування фотодіода містить букви ΦD (фотодіод) і цифру (порядковий номер розробки, наприклад $\Phi D-3$).

Маркірування оптопар включає сімох символів. Перший позначає вихідний матеріал (звичайно це буква A – з'єднання галію – чи цифра 3 – для приладів спеціального призначення). Другий символ – буква O – оптопара. Третій – вказує тип приймача оптопар: D – діод, T – транзистор, U – тиристор, P – з відкритим оптичним каналом. Четвертий, п'ятий і шостий вказують номер приладу. Сьомий символ – буква, що позначає класифікацію по групах параметрів. Приклад маркіровки:

$AOT 130A$ – оптопара діод-діод на основі з'єднання галію, номер приладу 130, група параметрів A .

Контрольні запитання

1. Що називається "електронікою".
2. Які розділи електроніки Ви знаєте?
3. Як класифікуються електронні пристрої?
4. Поясніть особливості АІМ-, ШІМ- та ФІМ-модуляції.
5. В чому складаються особливості імпульсних, релейних та цифрових електронних пристроїв?
6. Поясніть явище електропровідності напівпровідників.
7. Що називають донорними, а що акцепторними домішками?
8. Які відбуваються процеси в електронно-дірочному переході при відсутності напруги, при прикладанні прямої та зворотної напруги?
9. Як класифікують напівпровідникові пристрої?
10. Що називають напівпровідниковим резистором? Які типи напівпровідникових резисторів Ви знаєте?
11. Які розрізняють типи напівпровідникових діодів? Поясніть особливості кожного з них.
12. Як допускається включати стабілітрони? Чому?

13. Що називають біполярним транзистором? Які типи існують?
14. Поясніть принцип роботи біполярного транзистора.
15. Які Ви знаєте режими роботи та схеми ввімкнення біполярних транзисторів?
16. Чим відрізняється польовий транзистор від біполярного?
17. Поясніть принцип дії польового транзистора з керуючим р-n переходом та польового МДН-транзистора.
18. Що таке тиристор?
19. Як здійснюється ввімкнення та вимкнення тиристорів?
20. Назвіть особливості випромінюючих діодів та фотоелектричних пристроїв.
21. З якої причини напівпровідникові фотоелектричні прилади не знаходять широкого самостійного застосування?
22. Що таке оптопара?
23. Що таке інтегральна мікросхема?
24. Які Ви знаєте особливості електронної апаратури на ІС?
25. Що називають аналоговими, а що цифровими ІС?

АНАЛОГОВІ ТА ІМПУЛЬСНІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИБРОЇ

§ 14.1. Підсилювальні пристрої

14.1.1. Загальні відомості, класифікація, основні характеристики підсилювача.

Загальні відомості. В даний час важко визначити область техніки, де б не знаходили застосування підсилювачі електричних сигналів. Це пояснюється, як правило, невідповідністю параметрів електричних сигналів, одержуваних при первинному перетворенні різних неелектричних фізичних величин в електричні параметри, які необхідні для нормальної роботи більшості виконавчих (навантажувальних) пристроїв. Так, потужність електричного сигналу на виході типового датчика температури складає десятки міліватів. У той же час стабілізація температурного режиму, наприклад, ядерного реактора вимагає електричного сигналу потужністю в десятки і навіть сотню кіловат. Для рішення цієї задачі електричний сигнал датчика повинний бути відповідно посилений.

Підсилювачем називають пристрій, призначений для посилення вхідного електричного сигналу по напрузі, струму чи потужності за рахунок перетворення енергії джерела живлення в енергію вихідного сигналу.

Як впливає з даного визначення, суть процесу посилення електричних сигналів складається в перетворенні енергії джерела живлення підсилювача в енергію вихідного сигналу за законом, який обумовлений вхідним керуючим впливом. Іншими словами, будь-який підсилювач модулює енергію джерела живлення вхідним керуючим сигналом. Цей процес здійснюється за допомогою керованого нелінійного елемента.

Таким чином, для забезпечення посилення сигналу підсилювач (П), послідовно з яким з'єднане джерело живлення E_n повинен містити в собі нелінійний елемент, керований вхідним електричним сигналом U_1 . До вхідного (керуючого) ланцюга підсилювача підключено джерело E_c посилюваного сигналу (при цьому Z_c – комплексне значення внутрішнього опору джерела), а до вихідного – навантажувальний пристрій з опором Z_n (рис. 14.1).

Як видно, дія підсилювача полягає в забезпеченні умов, при яких малопотужний сигнал U_1 керує зміною істотно більшої вихідної напруги U_2 , обумовленої наявністю у вихідному ланцюзі джерела живлення E_n .

Керовані нелінійні елементи сучасних підсилювачів виконуються, як правило, з використанням біполярних і польових транзисторів. Тому їх часто називають

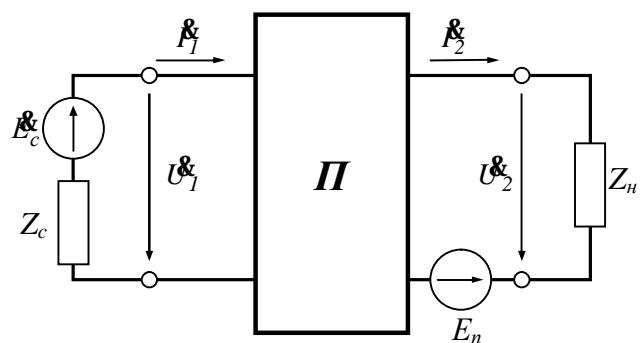


Рис. 14.1. Узагальнена структурна схема підсилювального пристрою

вають транзисторними підсилювачами.

По виду посилюваного сигналу підсилювачі поділяються на підсилювачі гармонійних і імпульсних сигналів.

Підсилювачі гармонічних (безупинних) чи **квазігармонічних** (майже гармонічних) сигналів призначені для посилення сигналів, зміна яких відбувається багато повільніше тривалості перехідних процесів у самих підсилювачах.

Підсилювачі імпульсних сигналів призначені для посилення імпульсних періодичних або неперіодичних сигналів. При цьому тривалість власних перехідних процесів у підсилювачі не повинна викликати перекручування вихідної форми посилюваних сигналів.

По фазі підсилювачі підрозділяють відповідно на *неінвертуючі* і *інвертуючі*, в залежності від того, чи збігається фаза вихідного сигналу підсилювача з фазою його вхідного сигналу чи вона зсунута на 180° .

По типу посилюваної величини їх поділяють на *підсилювачі напруги, струму і потужності*. Однак посилення сигналу по потужності спостерігається в будь-якому підсилювачі на відміну від інших типів перетворювачів електричного сигналу. Наприклад, в трансформаторі, потужність на виході завжди залишається незмінною стосовно його вхідної потужності. Тому зазначена класифікація для підсилювачів має трохи умовний характер, виражаючи лише основне цільове призначення підсилювача.

По виду сполучних ланцюгів підсилювальних каскадів. Так як підсилювальні пристрої будуються, як правило, на основі послідовного ввімкнення декількох типових каскадів, то розрізняють:

- *підсилювачі з гальванічним (безпосереднім) зв'язком*, що передбачають передачу між каскадами сигналу як змінного, так і постійного струмів;
- *підсилювачі із RC-зв'язками*, у яких між виходом попереднього і входом наступного каскадів включають резистивно-ємнісне коло, що виключає передачу сигналів постійного струму;
- *підсилювачі з індуктивним (трансформаторним) зв'язком*, у яких між каскадами включається трансформатор.

Найважливішими характеристиками підсилювача є: коефіцієнт підсилення, смуга пропускання (діапазон робочих частот підсилювача), вхідний і вихідний опори, вихідна потужність.

Коефіцієнт підсилення – відношення сталих значень вихідного і вхідного сигналів підсилювача. У залежності від типу посилюваної величини розрізняють коефіцієнти підсилення:

- по напрузі $K_U = DU_2 / DU_1$;
- по струму $K_I = DI_2 / DI_1$;
- по потужності $K_P = DP_2 / DP_1$;

де U_1, U_2, I_1, I_2 – діючі значення напруги і струму.

Так як $DP_1 = DU_1 DI_1$ і $DP_2 = DU_2 DI_2$, то коефіцієнт підсилення по потужності $K_P = K_U K_I$.

При каскадному з'єднанні декількох підсилювальних пристроїв добуток

їхніх коефіцієнтів підсилення визначає загальний коефіцієнт підсилення системи, тобто

$$K_{заг} = K_1 K_2 \mathbf{K} K_n \quad (14.1)$$

У загальному випадку коефіцієнти підсилення є комплексними величинами, що відбиває наявність фазових перекручувань посилюваного сигналу.

В електроніці широко використовують логарифмічні одиниці оцінки коефіцієнта посилення, що виражається в децибелах. Тоді коефіцієнт підсилення по потужності

$$K_P [\text{дБ}] = 10 \lg(P_2/P_1) = 10 \lg K_P \quad (14.2)$$

Оскільки потужність пропорційна квадрату струму, для коефіцієнтів підсилення по струму і напрузі можна записати відповідно:

$$K_I [\text{дБ}] = 20 \lg(I_2/I_1) = 20 \lg K_I \quad \text{і} \quad K_U [\text{дБ}] = 20 \lg(U_2/U_1) = 20 \lg K_U$$

Логарифмічна міра оцінки зручна при аналізі багатокаскадних підсилювачів. Дійсно, загальний коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача при переході до логарифмічних одиниць виміру визначається, на відміну від (14.2), сумою коефіцієнтів підсилення окремих каскадів, тобто

$$K_{заг} [\text{дБ}] = K_1 [\text{дБ}] + K_2 [\text{дБ}] + \mathbf{K} + K_n [\text{дБ}] \quad (14.3)$$

Смуга пропускання підсилювача – діапазон робочих частот Dw у межах якого коефіцієнт підсилення не знижується нижче значення $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ від свого максимального значення K_{max} . Залежність коефіцієнта підсилення від частоти посилюваного сигналу називається амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) підсилювача. Приклад АЧХ показано на рис. 14.2, а. Якщо відновити перпендикуляр із точки на вісь абсцис, що відповідає значенню $K_{U max}/\sqrt{2}$, до перетинання з АЧХ, то легко графічним шляхом визначити смугу пропускання підсилювача. Проекція на вісь абсцис першої точки перетинання відповідає нижній (w_H), а другий – верхній (w_e) частотам пропускання підсилювача.

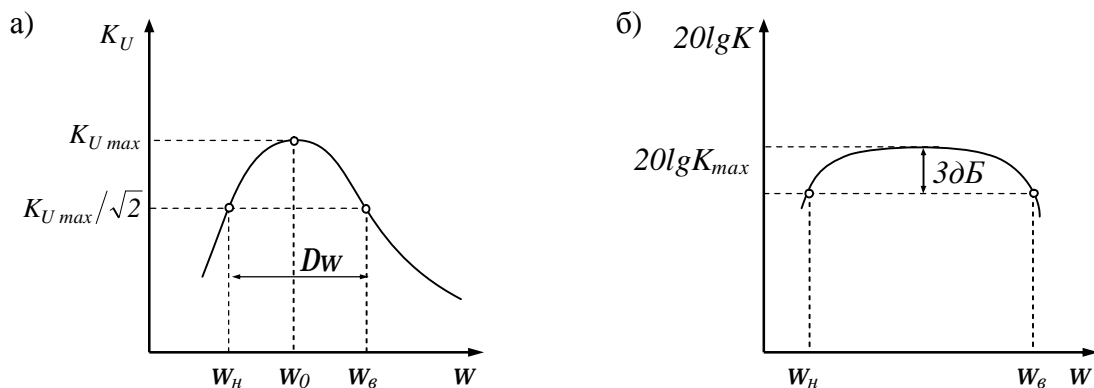


Рис. 14.2. Амплітудно-частотна (а) і логарифмічна амплітудно-частотна (б) характеристики підсилювального пристрою

Тоді смуга пропускання

$$\Delta w = w_{\epsilon} - w_n .$$

Якщо коефіцієнт підсилення вимірюється в децибелах, то значенням граничних частот посилення w_n і w_{ϵ} відповідає зменшення коефіцієнта підсилення на 3 дБ (рис. 14.2, б).

По діапазону посилюваних частот (по виду АЧХ) розрізняють підсилювачі постійного струму і підсилювачі змінного струму.

Підсилювач постійного струму підсилює вхідний сигнал у діапазоні від нульової до деякої верхньої частоти $0 \leq f < f_{\epsilon}$ (рис. 14.3, а).

Підсилювач змінного струму підсилює вхідний сигнал, що лежить у діапазоні від деякої нижньої (f_n) до деякої верхньої (f_{ϵ}) частоти $f_n \leq f \leq f_{\epsilon}$. Сигнали постійного струму даним типом підсилювача не підсилюються. Серед підсилювачів змінного струму можуть бути виділені наступні підгрупи пристроїв:

- *підсилювачі низької частоти (ПНЧ)* – пристрої з діапазоном посилюваних частот від одиниць герців до сотень кілогерців (рис. 14.3, б);

- *підсилювачі високої частоти (ПВЧ)* – пристрої з діапазоном посилюваних частот від сотень кілогерців до сотень мегагерц (рис. 14.3, в);

- *широкосмужні підсилювачі* – пристрої з діапазоном посилюваних частот від десятків – сотень герц до сотень мегагерц (рис. 14.3, г);

- *вибіркові (резонансні) підсилювачі*, що забезпечують посилення в дуже вузькому діапазоні частот (рис. 14.3, д).

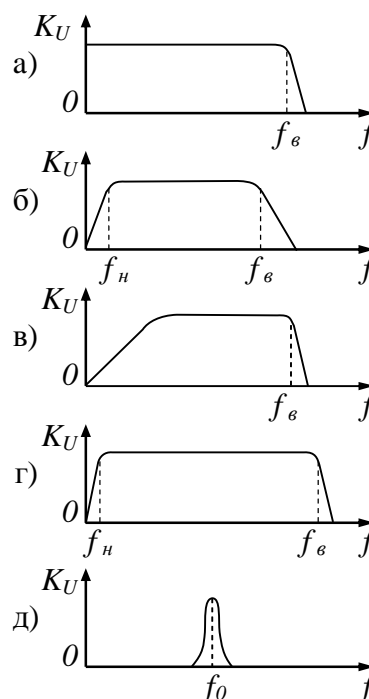


Рис. 14.3. АЧХ підсилювачів: а – постійного струму; б – підсилювача низької частоти; в – підсилювача високої частоти; г – широкосмужного підсилювача; д – вибіркового підсилювача

Вхідний і вихідний опори – найважливіші параметри підсилювальних пристроїв. Їхні значення повинні враховуватися при узгодженні підсилювального пристрою як із джерелом вхідного сигналу (датчиком), так і з навантаженням. Вони визначаються як:

$$R_{\text{вх}} = (U_1 / I_1)_{R_n = \text{const}} \quad \text{і} \quad R_{\text{вих}} = U_{2x} / I_{2k},$$

де U_{2x} – напруга холостого ходу на виході підсилювача ($R_n = \infty$); I_{2k} – струм короткого замикання $R_n = 0$.

Вихідна потужність підсилювача – це та частина потужності, що може бути виділена в навантажувальному пристрої.

$$P_{\text{вих}} = P_2 = I_2^2 R_n$$

Для одержання високих коефіцієнтів підсилення необхідно каскадне ввімкнення декількох підсилювачів, що забезпечує послідовне посилення сигналу до необхідного значення. Каскадну схему підсилювача можна представити у виді трьох функціонально відмінних каскадів посилення (рис. 14.4): попереднього підсилювача (ПП), проміжного підсилювача (ПмП) і вихідного підсилювача (ВП).

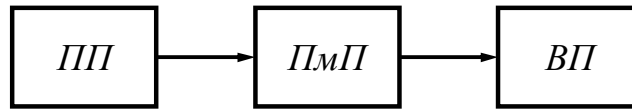


Рис. 14.4. Каскадна схема підсилювача

Попередній підсилювач забезпечує безпосередній зв'язок джерела сигналу і підсилювального пристрою. Тому найважливіша вимога, яку він повинний задовольняти – мінімальне послаблення вхідного сигналу. Для цього ПП повинний володіти великим вхідним опором $R_{вх}$. Цей опір повинний бути істотно більше опору джерела сигналу R_c . В цьому випадку зміна вхідної напруги підсилювача буде прагнути до зміни ЕРС джерела в його вхідному ланцюзі. Основна вимога, що висувається до ПП – забезпечення найбільшого посилення вхідного сигналу при мінімальних його переключуваннях.

Проміжний підсилювач виконує роль буферного каскаду між попереднім і вихідним підсилювачами. Основна його задача – узгодження виходу ПП із входом ВП.

Вихідний підсилювач призначений для одержання на виході підсилювального пристрою потужності, що забезпечує працездатність навантажувального пристрою, що виконує визначені функції. Тому на відміну від ПП і ПмП, вихідна потужність яких порівняно невелика, основним параметром ВП є ККД.

Наявність трьох різнотипних функціональних каскадів – попереднього, проміжного і вихідного – не є обов'язковим. Відомі електронні підсилювачі, у яких попередній і проміжний підсилювачі не мають явно виражених розмежувальних ознак і сполучені в одному підсилювальному каскаді. Те ж саме відноситься до проміжного і вихідного підсилювачів, які також можна поєднувати. Нарешті, можлива схема підсилювальних пристроїв з декількома підсилювачами одного типу і т.п.

14.1.2. Підсилювальний каскад з спільним емітером

Розглянемо принцип дії найпростішого підсилювального каскаду, ввімкненого за схемою з спільним емітером (СЕ), (рис. 14.5). Для транзистору з *p-n-p*-структурою полярність ввімкнення джерела живлення – протилежна.

Джерело напруги $E_K \gg U_{КЕ.н}$ ($U_{КЕ.н}$ позначено на вихідній характеристиці транзистора (рис. 13.15, а) зв'язано з колекторним електродом транзистора через опір навантаження R_K . Вхідний сигнал подається на базу транзистора (напруга $u_{БЕ}$ і струм

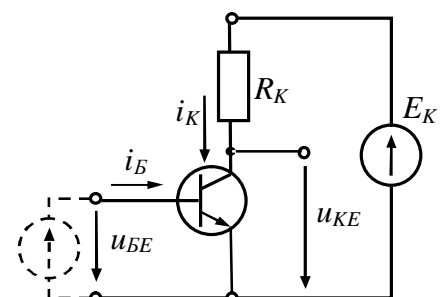


Рис. 14.5. Найпростіша схема ввімкнення транзистора за схемою з спільним емітером

i_B). Побудуємо залежність $u_{KE}=f(u_{BE})$, яка називається *передатною характеристикою каскаду*.

При збільшенні напруги u_{BE} зростає струм бази i_B (см. вхідну характеристику транзистора рис. 13.15, б при $u_K \gg U_{KE.H}$), і струм колектора: $i_K = \beta i_B$. У результаті збільшується спадання напруги на резисторі R_K , зменшується напруга $u_{KE} = E_K - i_K R_K$ (рис. 14.6). При досягненні напруги $u_{KE} = U_{KE.H}$ подальше збільшення u_{BE} не викликає змін напруги u_{KE} і струму i_K , що протікає через резистор R_K . У цьому режимі до R_K прикладена напруга $E_K - U_{KE.H}$ і тому струм колектора $i_K = I_{K.H} = \frac{E_K - U_{KE.H}}{R_K}$.

При зміні напруги u_{BE} або струму i_B у колі малопотужного джерела сигналу можна змінити струм i_K і напругу в колі більш потужного джерела E_K . Однак колекторну напругу можна змінювати лише в межах $E_K > u_{KE} > U_{KE.H}$, а струм – у межах $I_{KB0} \leq i_K \leq \frac{E_K - U_{KE.H}}{R_K}$ (ділянка II на передатній характеристиці – рис. 14.6).

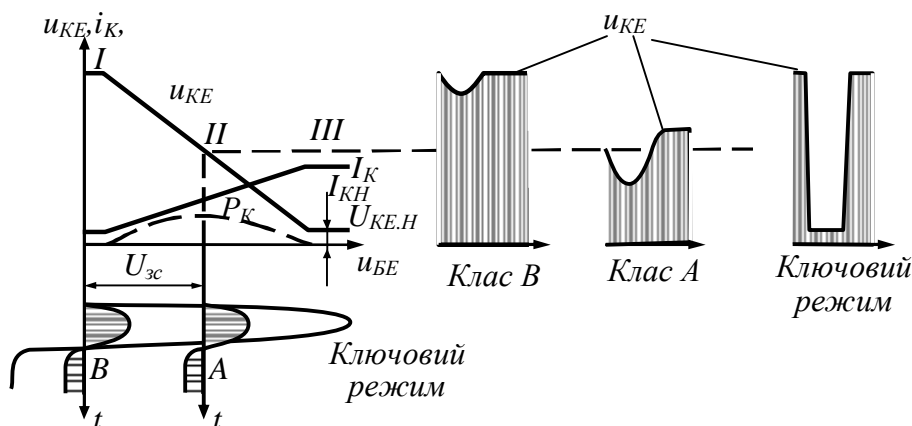


Рис. 14.6 Передатна характеристика транзисторного каскада с СЕ

При від'ємних значеннях u_{BE} на ділянці I через транзистор протікає тільки малий некерований струм колекторного переходу, а на ділянці III – $u_{KE} = U_{KE.H}$ і транзистор втрачає властивості підсилювального елемента. При збільшенні u_{BE} (ділянка II) u_{KE} – зменшується. Підсилювач, у якому збільшення вихідного сигналу протилежно за знаком збільшенню вхідного сигналу, називається інвертуючим.

Передатна характеристика каскаду дозволяє розглянути способи роботи каскаду, які називаються *класами посилення*.

На рис. 14.6 показано довільний двополярний вхідний сигнал $u_{вх}(t)$ і форма кривої напруги на колекторі u_{KE} в різних класах посилення.

При роботі в *класі посилення А* на вхід підсилювача одночасно з вхідним сигналом $u_{вх}$ подається також постійна напруга зсуву, так що $u_{BE} = u_{вх} + U_{zc}$. Завдяки зсуву в кривій напруги u_{KE} вхідний сигнал відтворюється цілком, прак-

тично без перекручувань форми, тому що значення u_{BE} постійно відповідають ділянці II передатної характеристики. Режим роботи підсилювача, коли ввімкнені джерела живлення і подано напругу зсуву, але $u_{ex}=0$, називається *режимом спокою*. У цьому режимі $u_{BE} = U_{BE.П}$ і $i_B = I_{B.П}$, а $u_{KE} = U_{KE.П}$. При додаванні негативною (чи позитивною) напруги u_{ex} зменшаться (чи відповідно збільшаться) струми i_B і i_K та спадання напруги на R_K , в результаті збільшиться (чи зменшиться) напруга u_{KE} : $u_{KE} = U_{KE.П} + DU_{KE}$, де $DU_{KE} = u_{вих}$ – корисний ефект посилення.

При роботі в **класі посилення В** $u_{BE} = u_{ex}$. Нелінійність передатної характеристики каскаду приводить до того, що в класі В на вихід передається сигнал тільки однієї полярності: $u_{ex} > 0$. Клас В можна використовувати тільки для передачі однополярних сигналів. При передачі двополярної напруги форма його спотворюється, частина інформації безповоротно губиться.

При роботі в **ключовому режимі** (режим великого сигналу) зміна вхідної напруги охоплює ділянки I–III передатної характеристики. Форма переданого сигналу спотворюється (обмежується його амплітуда). Подібний режим роботи каскаду знаходить широке застосування в імпульсній техніці при передачі імпульсів прямокутної форми, де обмеження амплітуди імпульсів несуттєво.

Вибір класу посилення і вибір режиму спокою визначає не тільки форму переданого сигналу, але і потужність втрат, що викликає нагрівання транзистора:

$$P_K = \frac{1}{T} \int_0^T u_{KE} i_K dt$$

На діаграмах рис. 14.6 пунктиром зображена залежність потужності P_K у режимі спокою від напруги зсуву $U_{BE.П}$. Ця залежність показує, що вибір $U_{BE.П}$ у середині ділянки II передатної характеристики каскаду відповідає максимальним втратам потужності в транзисторі.

Режим спокою в каскаді з спільним емітером. Розглянемо роботу каскаду з СЕ (рис. 14.7, а). Спочатку розглянемо спрощений варіант каскаду при $R_E = 0$. Схема містить підсилювальний елемент – транзистор, джерело живлення E_K , опір колекторного навантаження R_K . На схемі (в порівнянні з рис. 14.5) з'явився опір навантаження R_H , до якого прикладена напруга $u_{вих}$, а вхідний ланцюг умовно представлений у виді послідовного ввімкнення двох джерел напруги u_{ex} і u_{zc} .

На рис. 14.7, б представлені часові діаграми напруг і струмів у каскаді з СЕ. При $u_{ex} = 0$ у режимі спокою через транзистор протікають постійні токи $I_{B.cn}$, $I_{K.cn}$, $I_{E.cn}$ і до бази і колектора транзистора прикладено постійні напруги $U_{BE.cn} \neq 0$ та $U_{KE.cn} \neq 0$. Для того щоб у режимі спокою $U_{вих} = 0$, у ланцюг навантаження R_H необхідно ввести джерело постійної компенсуючої напруги, $U_{комп} = U_{KE.cn}$. При поданні вхідної напруги струми і напруги в транзисторі починають змінюватися.

В схемі рис. 14.7, а є лише один не-лінійний елемент – транзистор; зв'язок струмів і напруг у транзисторі представлено його ВАХ (див. рис. 13.15).

$$i_K = f(u_{KE}) \text{ при } I_B = const. \quad (14.4)$$

Розглянемо режим спокою. Припустимо, що в ланцюг навантаження ввімкнено джерело компенсуючої напруги $U_{комп} = U_{KE.cn}$. Тоді в режимі спокою струм у навантажувальному колі ($R_H, U_{комп}$) не відгалужується і рівняння лінійної частини схеми записується у виді

$$i_K = (E_K - u_{KE.п}) / R_K. \quad (14.5)$$

Вирішимо систему рівнянь (14.4) і (14.5) графічно. Для цього через сімейство вихідних характеристик транзистора (рис. 14.8) проводимо лінію навантаження по постійному струму, що описується рівнянням (14.5). З (14.5) знаходимо, що при $i_K = 0$ $u_{KE} = E_K$ і при $u_{KE} = 0$ $i_K = E_K / R_K$. Через дві знайдені точки проводимо пряму лінію. Задамо струм бази в режимі спокою $I_{B.cn}$, тоді перетинання лінії навантаження по постійному струму з вихідною характеристикою транзистора при $I_B = I_{B.cn}$ буде відповідати рішенню системи рівнянь (14.4) і (14.5) – точці спокою 0 ($U_{KE.cn}$, $I_{K.cn}$).

Графічний аналіз каскада при наявності вхідного сигналу здійснюється аналогічно. Розглянемо контур проходження струму I_K через лінійну частину схеми. Він проходить через R_K , E_K , $U_{комп}$ і R_H . Так як опір джерел постійної напруги для змінної складової струму дорівнює нулю, рівняння лінійної частини схеми має вид

$$DI_K = DU_{KE} (R_K + R_H) / (R_K R_H) = DU_{KE} / (R_K \parallel R_H), \quad (14.6)$$

де $R_K \parallel R_H$ – позначення паралельного з'єднання резисторів.

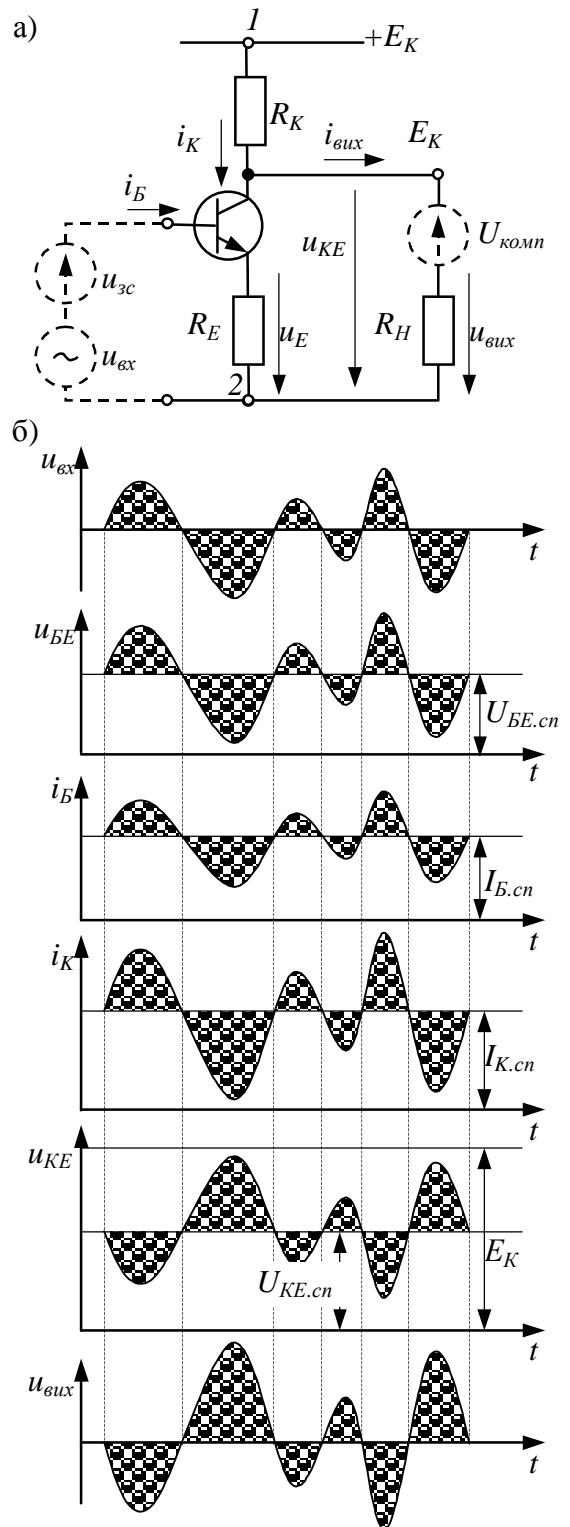


Рис. 14.7. Каскад з СЕ (а) та часові діаграми струмів і напруг в цьому каскаді

Вирішимо спільно (14.4) і (14.6). Для цього через сімейство вихідних характеристик транзистора (рис. 14.8) проводимо через точку спокою лінію навантаження по змінному струму AOB відповідно до вираження (14.6). Оскільки $R_K > (R_K \parallel R_H)$, пряма AOB йде крутіше лінії навантаження по постійному струму.

При збільшенні I_B робоча точка каскаду зміщується вгору по прямій OA , струм i_K зростає, u_{KE} падає. При зменшенні струму бази робоча точка переміщається по прямій OB униз, струм i_K падає, u_{KE} зростає. Пряма AOB – траєкторія робочої точки каскаду.

Струм $I_{K.cn}$ сильно залежить від температури. При нагріванні зростає $I_{K.cn}$, вихідна характеристика при збереженні рівності $I_B = I_{B.cn}$ зміщується угору, як показано штрих-пунктирною лінією на рис. 14.8. Точка спокою переміщується нагору по лінії навантаження по постійному струму з O у O' , у результаті цього збільшення сигнали можуть вийти за ділянку II передатної характеристики (див. рис. 14.6) і форма кривої сигналу буде перекручена (крива $u_{вих}$ при нагріванні на рис. 14.8). Через це в транзисторних підсилювачах необхідно здійснювати стабілізацію точки спокою і каскади без стабілізації практично не застосовуються. Стабілізація режиму спокою дозволяє не тільки виключити перекручування форми сигналу при нагріванні, але і стабілізувати режим при заміні транзистора, оскільки параметри транзисторів мають від екземпляра до екземпляра велике розкидання параметрів, зазначених у паспортних даних приладу.

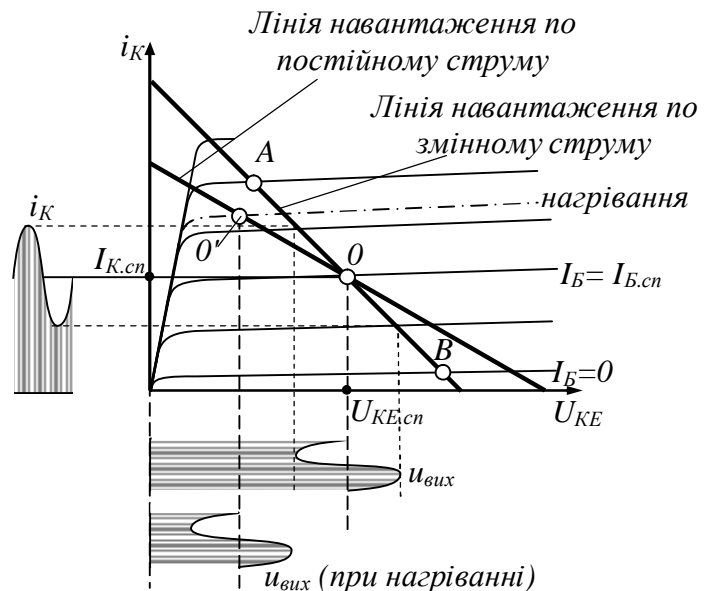


Рис. 14.8. Графічний розрахунок каскаду з СЕ

Основні показники каскаду з СЕ. Підсилювальний каскад із СЕ є, по суті, багатополісником і тому до нього застосовні ті ж методи аналізу, що і для інших багатополісників. Як вказувалося в § 1.1 будь-який багатополісник можна замінити схемою заміщення. Представимо підсилювальний каскад із СЕ узагальненою схемою заміщення, що наведена на рис. 14.9.

Користаючись схемою заміщення каскаду знайдемо параметри, що характеризують його підсилювальні властивості.

1. Вхідний опір

$$R_{ex} = u_{ex} / i_{ex} = r_{ex.E} + (1 + b)R_E, \quad (14.7)$$

де $r_{ex.E} = h_{11}$; $b = |h_{21}|$.

При $R_E = 0$ (каскад без стабілізації точки спокою) $R_{\text{вх}} = r_{\text{вх},E}$. Величина $R_{\text{вх}}$ в каскадах із СЕ малої потужності порядку 10^3 Ом.

2. Коефіцієнт посилення по напрузі в режимі холостого ходу: $K_{U_{x.x.}} = u_{\text{вих}} / i_{\text{вих}}$ при $R_H = \infty$. Користуючись законом Ома, виразимо напругу через струми:

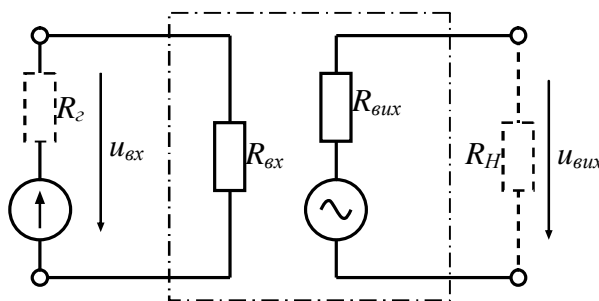


Рис. 14.9. Узагальнена схема заміщення підсилювача

$$K_{U_{x.x.}} = \frac{D I_K R_K}{D I_B R_{\text{вх}}} = \frac{h_{21} R_K}{h_{11} + (h_{21} + 1) R_E} \quad (14.8)$$

При $R_E = 0$ $K_{U_{x.x.}} = h_{21} R_K / h_{11}$. Значення $K_{U_{x.x.}}$ при $R_K \gg R_E$ досягає 100. Залежність (14.8) показує дуже сильне зменшення $K_{U_{x.x.}}$ при збільшенні R_E (тобто при підвищенні стабільності точки спокою).

3. Вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = R_K \quad (14.9)$$

В малопотужних підсилювачах $R_{\text{вих}} = 10^3$ Ом.

4. Коефіцієнт посилення каскаду по напрузі при навантаженні:

$$K_U = \frac{u_{\text{вих}}}{e_2} = K_{U_{x.x.}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_2} \frac{R_H}{R_H + R_{\text{вих}}} \quad (14.10)$$

Значення K_U завжди менше $K_{U_{x.x.}}$.

5. Коефіцієнт посилення каскаду по струму

$$K_I = \frac{i_{\text{вих}}}{i_{\text{вх}}} = K_{U_{x.x.}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вих}} + R_H} \quad (14.11)$$

Так як в каскаді з СЕ $K_{U_{x.x.}} > 1$ то $K_I > 1$.

6. Коефіцієнт посилення по потужності

$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = K_U K_I \gg 1$$

Як правило, малопотужні підсилювачі створюються для посилення напруги. Для одержання максимального посилення по напрузі, треба забезпечити $R_{\text{вх}} \gg R_2$ і $R_{\text{вих}} \ll R_H$.

14.1.3. Каскад з спільним колектором

У каскаді з спільним колектором (СК) досягаються високі значення $R_{\text{вх}}$ при низьких $R_{\text{вих}}$. Але за цю перевагу в жертву приноситься інший параметр: у

схемі з СК $K_U < 1$. Каскад з СК не підсилює сигналу по напрузі, а використовується лише як допоміжний каскад, що зв'язує схему з СЕ з малопотужним джерелом сигналу, або з низькоомним навантаженням. Незважаючи на допоміжну роль, виконувана схемою з СК у підсилювачах, цей каскад застосовується досить часто.

Схема каскаду з СК приведена на рис. 14.10. Колектор транзистора підключений до джерела живлення E_K . В емітерний ланцюг введено резистор R_E , що створює НЗЗ, що стабілізує точку спокою. Навантаження R_H підключається до емітерного ланцюга. У класі посилення А на вхід подаються вхідна напруга $u_{вх}$ і напруга зсуву $U_{зс}$.

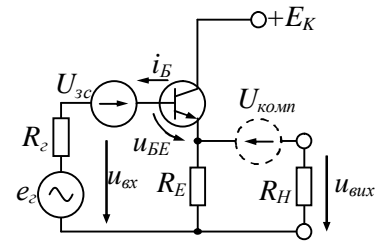


Рис. 14.10. Каскад з спільним колектором

Джерело сигналу $u_{вх}$ приєднане між базою і спільним проводом, навантаження – між емітером і спільним проводом. Спільний провод через джерело живлення E_K зв'язаний з колектором. Тому схема й одержала назву – каскад з СК. Інша її назва *емітерний повторювач*.

У режимі спокою $u_{вх} = 0$. Напруга $U_{зс}$ викликає струм бази $I_{Б.сн}$ і в емітерному колі буде протікати струм $I_{Е.сн}$, що створює спадання напруги на R_E . Для того щоб у режимі спокою $u_{вих} = 0$, необхідно в ланцюг навантаження ввести джерело напруги, що компенсує: $U_{комп} = U_{Е.сн}$. У режимі спокою до емітерного переходу транзистора прикладена напруга $U_{BE,сн} = U_{зс} - U_{Е,сн}$.

При подачі вхідного сигналу струми і напруги транзистора одержать збільшення. При позитивному (чи негативному) вхідному сигналі $u_{вх}$ струми бази і емітера збільшаться (чи відповідно зменшаться), зросте (зменшиться) спадання напруги на R_E . Збільшення напруги на ньому відповідає вихідному сигналу, що буде позитивним (негативним). Полярність вхідного і вихідного сигналів у схемі з СК збігаються, тобто каскад є *підсилювачем, що неінвертує*. До емітерного переходу транзистора прикладена керуюча напруга $DU_{BE} = u_{вх} - u_{вих}$. Сигнал $u_{вих}$ подається на вхід як сигнал НЗЗ: $DU_{зз} = u_{вих}$. Так як при роботі транзистора u_{BE} завжди позитивно, то $u_{вих} < u_{вх}$, тобто $K_U = u_{вих}/u_{вх} < 1$.

Оскільки керуючий сигнал у схемі з СК $DU_{BE} = u_{вх} - u_{вих}$ малий, перекручування форми переданого сигналу спостерігаються лише при досить великих вхідних напругах, коли амплітуда сигналу складає $(0,2 - 0,4) E_K$.

Основні параметри каскаду з СК.

Як і при розгляді каскаду з СЕ до основних параметрів емітерного повторювача відносяться:

1. Вхідний опір

$$R_{вх} = u_{вх}/i_{вх} = h_{11} + (1 + h_{21})(R_E \parallel R_H). \quad (14.12)$$

При великому $R_E \parallel R_H$ $R_{вх}$ в каскадах зі СК досягає порядку 10^4 Ом.

2. Коефіцієнт посилення по напрузі в режимі холостого ходу:

$K_{Ux.x.} = u_{вих} / u_{вх}$ при $R_H = \infty$. За законом Ома, виразимо напругу через струми:

$$K_{Ux.x.} = \frac{DI_E R_E}{DI_B R_{вх}} = \frac{(h_{21} + 1)R_E}{h_{11} + (h_{21} + 1)R_E} < 1, \quad (14.13)$$

але тому що $h_{11} \ll (h_{21} + 1)R_E$, то $K_{Ux.x.} \approx 1$.

3. Вихідний опір

$$R_{вих} = R_E \parallel \frac{h_{11} + R_2}{h_{21} + 1}. \quad (14.14)$$

У каскадах з СК $R_{вих} = 10 \div 100$ Ом.

Інші параметри знаходяться аналогічно (14.7) – (14.9).

14.1.4. Підсилювач потужності

Підсилювач потужності звичайно є останнім каскадом у ланцюзі посилення сигналу. До його виходу підключається приймач великої потужності. Розрізняють два класи підсилювачів потужності: *A* і *B*.

На рис. 14.11 приведена схема підсилювача потужності класу *A*. Для одержання великої потужності необхідно максимально зменшити опір кола колектора підсилювача по постійному струму і підключити до нього приймач з опором навантаження R_H через трансформатор.

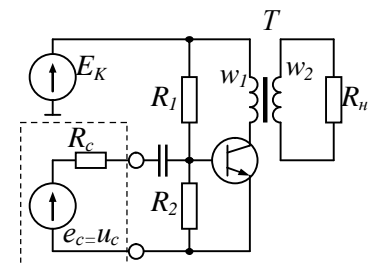


Рис. 14.11. Схема підсилювача потужності класу *A*

Розглянемо спочатку режим спокою підсилювача, що характеризується точкою *A* на колекторних характеристиках транзистора (рис. 14.12). Так як опір ланцюга колектора в режимі спокою дорівнює активному опору первинної обмотки трансформатора, то можна вважати $R_K \approx 0$. Отже, навантажувальна характеристика (див. рис. 14.8) практично паралельна осі ординат (рис. 14.12).

При дії на вході підсилювача потужності джерела, наприклад синусоїдального сигналу $e_c = E_m \sin wt$, змінні складові струмів бази i_B та колектора i_K транзистора також будуть синусоїдальними. Однак для змінної складової струму опір ланцюга колектора дорівнює приведенному опору ланцюга навантаження. Тому навантажувальна характеристика колекторного ланцюга по змінній складовій відрізняється від аналогічної характеристики в режимі спокою ($R_K \approx 0$). Провівши

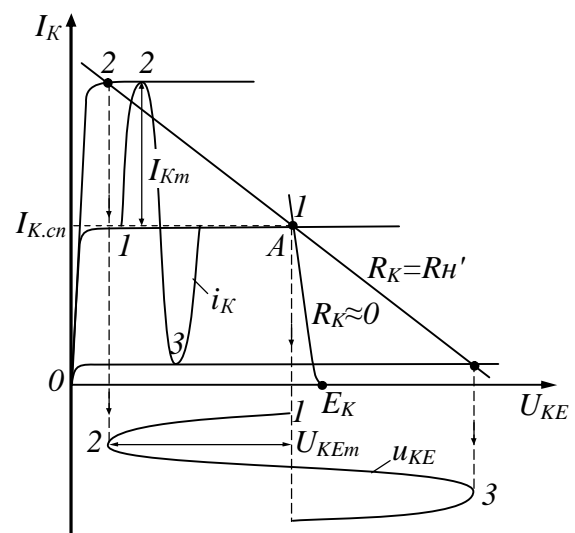


Рис. 14.12. Характеристики транзистора підсилювача потужності класу *A*

через точку А навантажувальну характеристику по змінній складовій, побудуємо залежність зміни від часу струму колектора $i_K = I_{Km} \sin \omega t$ і напруги $u_{KE} = U_{KEm} \sin \omega t$.

Потужність кола навантаження P_n та джерела сигналу P_c відповідно дорівнюють:

$$P_n = \frac{R'_n h_{21}^2}{2} I_{Bm}^2; \quad P_c = \frac{R_c + h_{11}}{2} I_{Bm}^2.$$

де I_{Bm} – амплітуда синусоїдального струму бази.

Отже, коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = \frac{P_n}{P_c} = \frac{R'_n h_{21}^2}{R_c + h_{11}}.$$

Його типове значення дорівнює 100 – 200.

Загальним недоліком підсилювачів потужності класу А є низький ККД:

$$\eta = \frac{P_n}{P_{дж}} \cdot 100\% = \frac{1}{2} \frac{I_{Km} U_{KEm}}{E_K I_{Kcn}} \cdot 100\%,$$

де $P_{дж} = E_K I_{Kcn}$ та $P_n = I_{Km} U_{KEm} / 2$ відповідно потужності джерела живлення та кола навантаження за умови $I_{Km} < I_{Kcn}$ та $U_{KEm} < E_K$.

Підсилювачі потужності класу В (рис. 14.13, а) відрізняються від підсилювачів потужності класу А тим, що в них робоча точка А вибирається таким чином, щоб змінна складова струму колектора була обмежена половиною періоду, як показано на рис. 14.13, б. Протягом другого напівперіоду струму в колі колектора практично немає. Застосування трансформатора для підключення приймача, як у підсилювачі потужності класу А (рис. 14.11), не дає в даному випадку великих переваг. Робоча точка А розташована так, що при обох способах підключення приймача напруга джерела живлення E_K , а отже, і його потужність, будуть практично однакові.

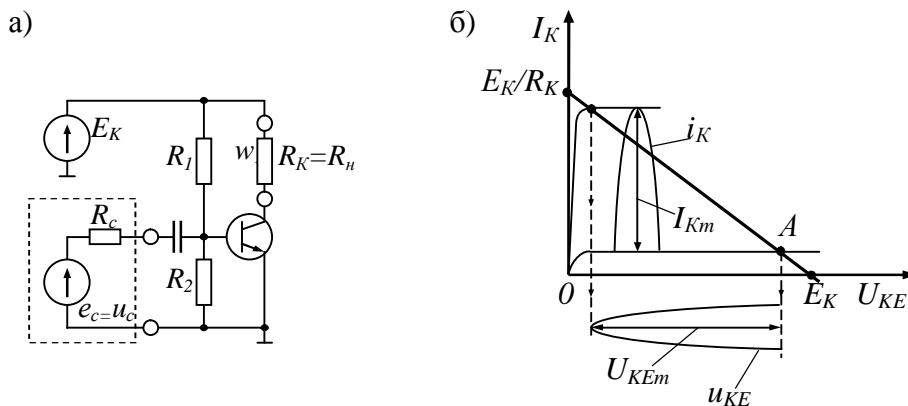


Рис. 14.13. Схема підсилювача потужності класу В (а) та розташування робочої точки на вихідних характеристиках (б)

Потужність джерела живлення $P_{дж} = E_K I_{Km} / \rho$, а потужність кола навантаження $P_n = R_K (I_{Km} / 2)^2 \approx E_K I_{Km} / 4$. Отже, ККД підсилювача потужності класу В

$$h = \frac{P_n}{P_{дж}} \cdot 100\% \approx \frac{P}{4} \cdot 100\% \approx 75\%$$

Для посилення потужності синусоїдальних сигналів з високим ККД застосовують двотактні підсилювачі потужності класу В (рис. 14.14) з трансформаторними зв'язками.

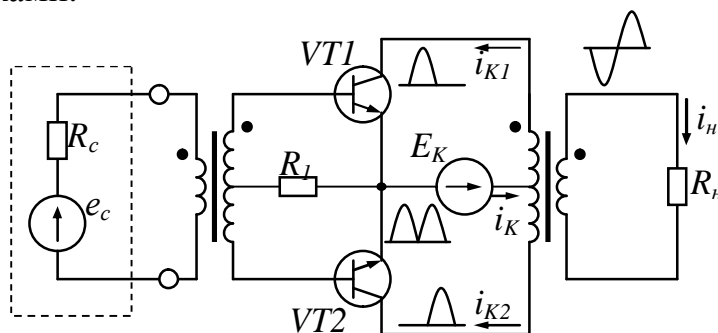


Рис. 14.14. Двотактний підсилювач потужності класу В з трансформаторними зв'язками.

§ 14.2. Операційний підсилювач

В даний час наряду з цифровими розроблено велику кількість аналогових ІС (АІС) як загального, так і спеціального призначення. До них, у першу чергу, варто віднести підсилювачі постійного струму (операційні підсилювачі), схеми порівняння (компаратори), джерела живлення (безперервні стабілізатори напруги). Велику групу складають спеціалізовані АІС, призначені для побудови побутової апаратури. Тут можна виділити АІС, призначені для звуковідтворюючої і радіоприймальної апаратури, а також апаратури магнітного запису. Однак, незважаючи на розходження використовуваної елементної бази, функціонального призначення і технології виготовлення основою більшості з них є схемотехніка диференційного підсилювача постійного струму. Диференціальний підсилювач у даний час, власне кажучи, є основним схемотехнічним елементом сучасної інтегральної аналогової електроніки. Саме з цієї причини інтегральні підсилювачі постійного струму є найбільш масовим типом АІС.

Операційний підсилювач (ОП) – уніфікований багатокаскадний підсилювач постійного струму, що задовольняє наступним вимогам до електричних параметрів:

- коефіцієнт підсилення по напрузі прагне до нескінченності ($K_U \rightarrow \infty$);
- вхідний опір прагне до нескінченності ($R_{вх} \rightarrow \infty$);
- вихідний опір прагне до нуля ($R_{вих} \rightarrow 0$);
- якщо вхідна напруга дорівнює нулю, то вихідна напруга також дорівнює нулю ($U_{вх} = 0 \rightarrow U_{вих} = 0$);
- нескінченна смуга посилюваних частот ($f_g \rightarrow \infty$).

14.2.1. Структурна схема операційного підсилювача

Операційний підсилювач – це аналогова інтегральна схема, постачена, як мінімум, п'ятьма виводами. Її умовне графічне зображення приведене на рис. 14.15. Два виводи ОП, використовуються в якості входних, один вивод є вихідним, два інших виводи використовуються для підключення джерела живлення ОП. З врахуванням фазових співвідношень входного і вихідного сигналів один із входних виводів (вхід 1) називається неінвертуючим, а інший (вхід 2) – інвертуючим. Вихідна напруга $U_{вих}$ зв'язана з входними напругами $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ співвідношенням

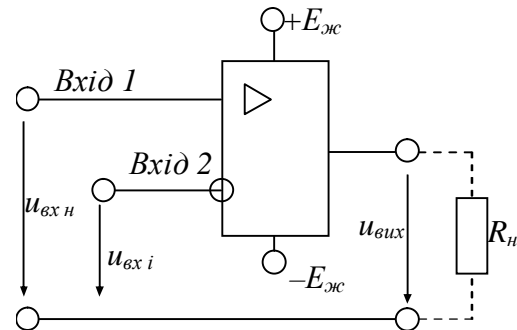


Рис. 14.15. Умовне графічне зображення операційного підсилювача

$$U_{вих} = K_{УО}(U_{вх1} - U_{вх2}) \quad (14.15)$$

де $K_{УО}$ – власний коефіцієнт підсилення ОП по напрузі.

З приведенного вираження випливає, що ОП сприймає тільки різницю входних напруг – *диференційний входний сигнал*, і нечуттєвий до будь-якої складової входної напруги, що діє одночасно на обох його входах (синфазний входний сигнал).

Як було відзначено раніше, $K_{УО}$ в ОП повинний прагнути до нескінченності, однак на практиці він обмежується значенням $10^5 \dots 10^6$ чи 100 ... 120 дБ.

Як джерело живлення ОП використовують двополярний джерело напруги ($+E_{жс}$, $-E_{жс}$). Середній вивід цього джерела, як правило, є загальною шиною для входних і вихідних сигналів і в більшості випадків не підключається до ОП. У реальних ОП напруга живлення лежить у діапазоні $\pm 3\text{К} \pm 18$ В. Використання джерела живлення із середньою точкою припускає можливість зміни не тільки рівня, але і полярності як входної, так і вихідної напруг ОП.

Реальні ОП звичайно забезпечуються більшим числом виводів, що використовуються для підключення зовнішніх ланцюгів частотної корекції, що формують необхідний вид ЛАЧХ підсилювача.

Реалізація, перерахованих вище вимог до електричних параметрів ОП неможлива на основі схеми однокаскадного підсилювача. Тому реальні ОП будуються на основі двох- чи трикаскадних підсилювачів постійного струму.

Функціональна схема трикаскадного ОП приведена на рис. 14.16. Вона містить у собі входний, погоджуючий і вихідний каскади посилення.

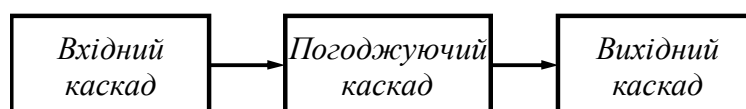


Рис. 14.16. Функціональна схема трикаскадного операційного підсилювача

В якості *вхідного* каскада ОП використовується диференційний підсилю-

вальний каскад, що дозволяє максимально зменшити величину дрейфу підсилювача, одержати досить високе посилення, забезпечити одержання максимально високого вхідного опору і максимально придушити діючі на вході синфазні складові, обумовлені зміною температури навколишнього середовища, зміною напруги живлення, старінням елементів т.п.

Погоджуючий каскад служить для узгодження вихідного сигналу диференційного підсилювача з вихідним каскадом ОП, забезпечуючи необхідне посилення сигналу по струму і напрузі, а також узгодження фаз сигналів.

Вихідний каскад, як правило, виконується за двоактною схемою. Він забезпечує необхідне посилення сигналу по потужності.

На рис. 14.17 приведена спрощена принципова електрична схема ОП. Перший каскад пристрою виконаний на диференційному підсилювачі (транзистори $VT1$ і $VT2$), у якому для завдання емітерного струму транзисторів використана схема "струмового дзеркала" на транзисторах $VT3$ і $VT4$. Для зменшення потужності, що розсіюється в підсилювачі, резистор зсуву $R_{зс}$ "струмового дзеркала" живиться від одного джерела живлення ОП. Резистори R_{E1} і R'_{E1} , забезпечуючи введення в ланцюг кожного транзистора диференційного каскаду місцевий послідовний НЗЗ по струму навантаження, збільшують вхідний опір підсилювача.

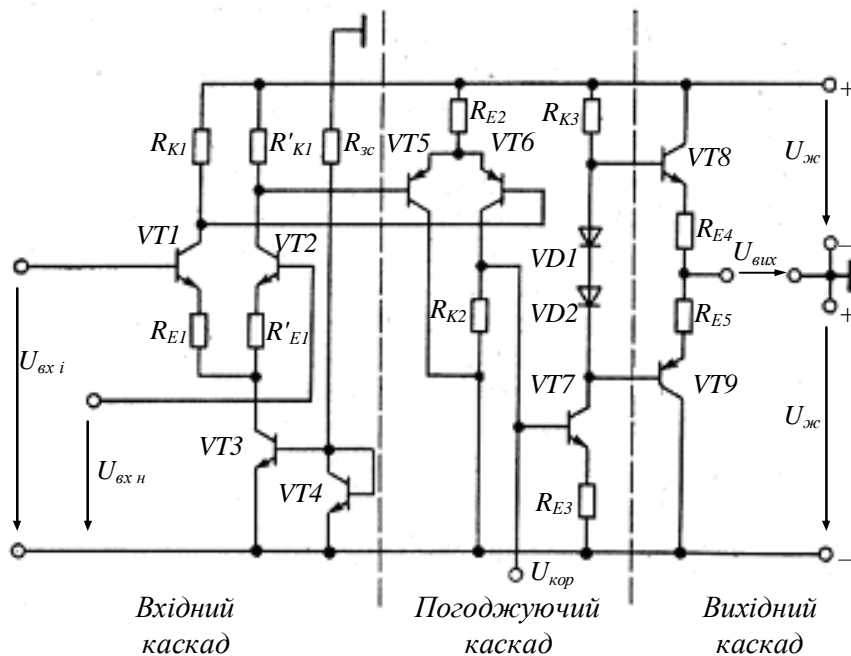


Рис. 14.17. Спрощена схема трикаскадного ОП

Каскад погоджуючого підсилювача також виконано з використанням диференційного каскаду (транзистори $VT5$ і $VT6$), на виході якого підключено каскад за схемою з спільним емітером ($VT7$). Особливостями цього каскаду є використання в диференційному підсилювачі транзисторів, провідність яких протилежна провідності транзисторів вхідного каскаду, і застосування несиметричного виходу. Внаслідок цього навантажувального резистора у колекторно-му ланцюзі транзистора $VT6$ немає. Режим по постійному струму в каскаді на

транзисторі $VT7$ стабілізується введенням ланцюга послідовної НЗЗ по струму навантаження. Резистор R_{K3} є навантажувальним для каскаду на транзисторі $VT7$. У вихідному каскаді підсилювача використана схема двотактного підсилювача потужності, що працює в класі АВ. Необхідний для цього початковий зсув задається діодами $VD1$ і $VD2$. Ці ж діоди забезпечують температурну стабілізацію режиму спокою вихідного підсилювача. Емітерні резистори R_{E4} і R_{E5} забезпечують узгодження параметрів комплементарної пари транзисторів вихідного каскаду ОП й обмежують його максимальний вихідний струм.

14.2.4. Основні типи операційних підсилювачів

Промисловістю випускається широкий ряд операційних підсилювачів, які поділяються по функціональному призначенню.

Швидкодіючі широкосмужні операційні підсилювачі використовуються для перетворення сигналів, що швидко змінюються. Вони характеризуються високою швидкістю наростання вихідного сигналу, малим часом встановлення, високою частотою одиничного посилення, а по інших параметрах поступаються операційним підсилювачам загального застосування. Їхні основні параметри: швидкість наростання $V_{U_{вих\ max}} \geq 30$ В/мкс; час встановлення $t_{вст} < 1$ мкс; частота одиничного посилення $F_{max} \geq 10$ МГц.

Прецизійні (високоточні) операційні підсилювачі використовуються для посилення малих електричних сигналів, супроводжуваних високим рівнем перешкод, і характеризуються малим значенням напруги зсуву і його температурним дрейфом, великими коефіцієнтами підсилення і придушення синфазного сигналу, великим вхідним опором і низьким рівнем шумів. Як правило, мають невисоку швидкодію. Їхні основні параметри: напруга зсуву $U_{zc} \leq 250$ мкВ; температурний дрейф $DU_{zc}/DT \leq 5$ мкВ/°С; коефіцієнт підсилення $K_{U0} \geq 150$ тис.

Операційні підсилювачі загального застосування використовуються для побудови вузлів апаратури, що мають сумарну приведену погрішність на рівні 1%. Характеризуються щодо малою вартістю і середнім рівнем параметрів (напруга зсуву U_{zc} – одиниці мілівольт, температурний дрейф DU_{zc}/DT – десятки мікрвольт/°С, коефіцієнт підсилення K_{U0} – десятки тисяч).

Операційні підсилювачі з малим вхідним струмом – підсилювачі з вхідним каскадом, побудованим на польових транзисторах. Вхідний струм $I_{вх} < 100$ пА.

Багатоканальні операційні підсилювачі мають параметри, аналогічні підсилювачам загального застосування чи мікропотужним підсилювачам з додаванням такого параметра, як коефіцієнт поділу каналів. Вони служать для поліпшення масогабаритних показників і зниження енергоспоживання апаратури. Західні фірми випускають здвоєні прецизійні і швидкодіючі підсилювачі.

Потужні високовольтні операційні підсилювачі – підсилювачі з вихідними каскадами, побудованими на потужних високовольтних елементах. Вихідний струм $I_{вих} > 100$ мА; вихідна напруга $U_{вих} > 15$ В.

Мікропотужні операційні підсилювачі необхідні у випадках, коли спо-

живана потужність жорстко лімітована (переносні прилади з автономним живленням, прилади, які працюють у режимі, що чекає). Струм споживання $I_{\text{спож max}} < 1 \text{ мА}$.

§ 14.3. Елементи імпульсних пристроїв

14.3.1. Переваги передачі інформації у вигляді імпульсів

Сучасна електроніка характеризується широким застосуванням імпульсних пристроїв. Напруги і струми в таких пристроях мають імпульсний характер; нерідко імпульси відділені друг від друга дуже тривалим інтервалом паузи. Можна назвати основні причини, що сприяли розвитку імпульсної техніки.

1. Багато виробничих процесів мають імпульсний характер: пуск і зупинка агрегатів, зміна швидкості і гальмування, скидання навантаження, спрацювання захисту і т.д. Більшість технологічних процесів розбивається на ряд операцій ("тактів"), і їхнє чергування також обумовлює імпульсний характер роботи пристроїв. Для керування роботою агрегатів з імпульсним характером функціонування потрібно створення специфічних імпульсних електронних вузлів.

2. Передача інформації у виді імпульсів, розділених паузами, дозволяє зменшити потужність, що споживається від джерела живлення, при збереженні достатньої потужності імпульсу. Це особливо важливо при використанні джерел живлення обмеженої потужності (батареї, акумулятори), наприклад, на рухливих (у тому числі космічних) об'єктах. Але й у стаціонарній апаратурі підвищення ККД значно поліпшує техніко-економічні показники електронних пристроїв.

3. Передача інформації у виді імпульсів дозволяє значно розвантажити канали зв'язку. Так, наприклад, немає необхідності передавати інформацію про напір ГЕС у виді безупинного сигналу, тому що напір міняється дуже повільно. Передача інформації у виді окремих відліків дозволить використовувати цей же канал зв'язку для одночасної передачі інформації про інші фізичні величини.

4. Передача інформації в імпульсній формі дозволяє значно підвищити завадостійкість, точність і надійність електронних пристроїв. При передачі безупинного сигналу точність знижується через існування дрейфу нуля підсилювачів, впливу напруги зсуву нуля і вхідних струмів та різних перешкод.

Імпульси прямокутної форми найбільше часто застосовуються в електронній техніці. На рис. 14.18, *а* наведена періодична послідовність прямокутних імпульсів, а на рис. 14.18, *б* показана система параметрів, що дозволяє описати імпульси.

Імпульс характеризується наступними параметрами:

U_m – амплітуда імпульсу;

t_i – тривалість імпульсу;

t_n – тривалість паузи між імпульсами;

$T = t_i + t_n$ – період повторення імпульсів;

$f = 1/T$ – частота повторення імпульсів; а)

$Q_i = T/t_i$ – шпаруватість імпульсів.

У реальних пристроях прямокутні імпульси мають (рис. 14.18, б) визначену тривалість фронту t_ϕ і зрізу t_3 . Як правило, фронт і зріз імпульсу визначаються протягом наростання (чи спадання) напруги від $0,1U_m$ до $0,9U_m$. Для нормального функціонування імпульсних пристроїв необхідно, щоб $t_\phi \ll t_i$ і $t_3 \ll t_i$, у противному випадку тимчасове положення імпульсу не буде зафіксовано з необхідною точністю. Сучасні електронні пристрої дозволяють одержати t_ϕ і t_3 помітно менше 1 мкс, і часто тому можна в першому наближенні вважати, що t_ϕ і $t_3 \rightarrow 0$.

Поряд із прямокутними імпульсами в електронній техніці широко застосовуються імпульси пилкоподібної (рис. 14.19, а), експонентної (рис. 14.19, б) і колоколоподібної (рис. 14.19, в) форми.

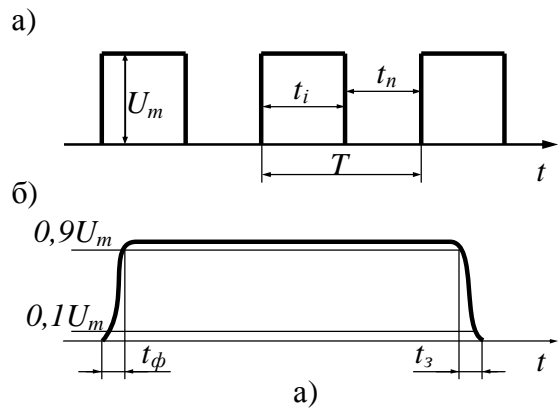


Рис.14.18. Основні параметри прямокутних імпульсів

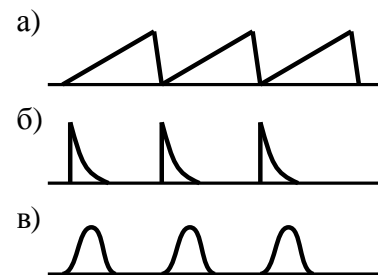


Рис. 14.19. Форми імпульсних сигналів пилкоподібної (а), експонентної (б) і колоколоподібної (в) форми.

14.3.2. Електронні схеми комутації

Застосування імпульсних і цифрових методів перетворення електричних сигналів базується на використанні режиму комутації, що характеризується періодичним вмиканням, вимиканням і переключенням електричних кіл. Цей режим на практиці називають ключовим режимом, а графічне зображення подібних електричних ланцюгів – схемами комутації (СК). Великий вплив на перехідні процеси в таких електронних схемах, поряд з реактивними елементами (конденсаторами і котушками індуктивності), здійснюють напівпровідникові прилади, тому що вони володіють деякою інерційністю. У залежності від типу застосовуваного напівпровідникового приладу й умов експлуатації ця інерційність виявляється в більшому чи меншому ступені. Однак незалежно від типу застосовуваного напівпровідникового приладу й умов його роботи можна виділити ряд характерних рис побудови СК.

У загальному випадку будь-яка електронна СК містить:

- джерело вхідного електричного сигналу $E_{вх}$, що змінюється відповідним чином у часі;
- напівпровідниковий прилад, що представляє собою нелінійний елемент і виконує роль електронного ключа (ЕК);
- навантаження R_n .

Для переключення ЕК необхідний додатковий вхідний сигнал $E_{кер}$, що подається у ланцюг керування ключем. Мінімальне значення цього сигналу, що

викликає безперебійне переключення ЕК, визначається чутливістю ключа і звичайно вимірюється в одиницях напруги. Для надійної роботи ЕК сигнал $E_{кер}$ повинен бути свідомо більше мінімально необхідного для його безперебійного функціонування.

В залежності від розташування елементів розрізняють *послідовну, паралельну і послідовно-паралельну СК* (рис. 14.20).

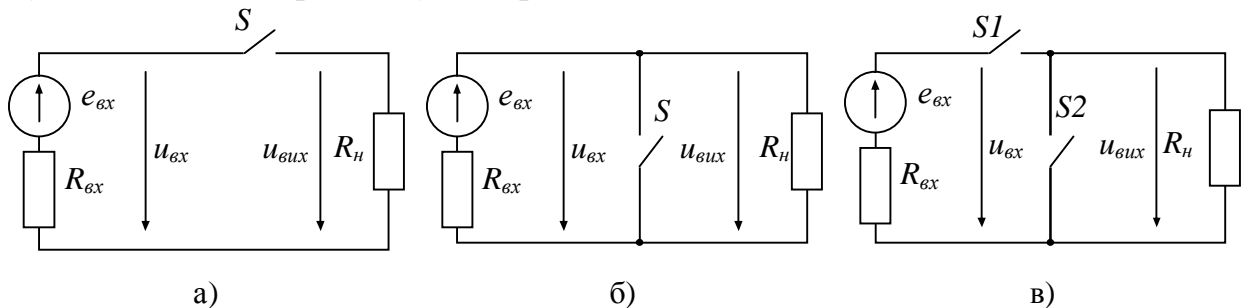


Рис.14.20. Послідовна (а), паралельна (б) и послідовно-паралельна (в) СК

Послідовна СК передбачає послідовне ввімкнення E_{ex} , ЕК і R_n (рис. 14.20, а)

Паралельна СК. передбачає паралельне ввімкнення E_{ex} , ЕК і R_n (рис. 14.20, б).

Послідовно-паралельна СК. містить два ЕК, один із яких ввімкнений послідовно з навантаженням R_n , а другий – паралельно ньому (рис. 14.20, в). При цьому ключи $S1$ і $S2$ переключуються синхронно й у протифазі, тобто коли $S1$ відкритий (розімкнутий), то $S2$ закритий (замкнутий) чи навпаки.

У кожній із приведених СК до електронного ключа пред'являються наступні основні вимоги:

- при замкнутому ЕК (у ввімкненому стані напівпровідникового приладу) внутрішній опір ЕК повинен бути близько до нуля;
- при розімкнутому ЕК (у вимкненому стані напівпровідникового приладу) внутрішній опір ЕК повинен прагнути до нескінченності;
- час переключення ЕК з ввімкненого стану у вимкнений і навпаки повинен прагнути до нуля.

У якості ЕК у даний час застосовуються кремнієві біполярні і польові транзистори чи напівпровідникові діоди.

Слід зазначити, що основна перевага ЕК на напівпровідникових діодах – їхня простота – при інтегральній технології не дає практично ніяких переваг. Це визначає їхнє менше застосування при виготовленні ІС. Останнім часом все більше застосування знаходять ЕК на основі польових транзисторів. Це, у першу чергу, визначається можливістю зменшення потужності, яка розсіюється, що погоджується з вимогою комплексної мініатюризації електронних пристроїв. У той же час застосування біполярних транзисторів у якості ЕК дозволяє реалізувати більшу швидкодію СК, чим і пояснюється їхнє широке використання в пристроях імпульсної і цифрової електроніки поряд з польовими транзисторами.

Діодні ключі. Статичні характеристики передачі діодних ключів цілком

визначаються типом використовуваної СК і ВАХ напівпровідникового приладу. За принципом дії діодні ключі не вимагають спеціальної керуючої напруги, роль якої в даному випадку виконує сигнал, що безпосередньо комутується, тобто $u_{кер} \equiv u_{вх}$.

На практиці при побудові діодних ключів найбільше поширення одержали послідовна і паралельна СК.

Ключі на біполярних транзисторах. На відміну від ключів на напівпровідникових діодах, ключі на транзисторах є керованими (рис. 14.21, а, б), тобто їхні статичні характеристики визначаються не значенням і полярністю напруги, що комутується $u_{вх}$, а значенням керуючого сигналу $u_{кер}$.

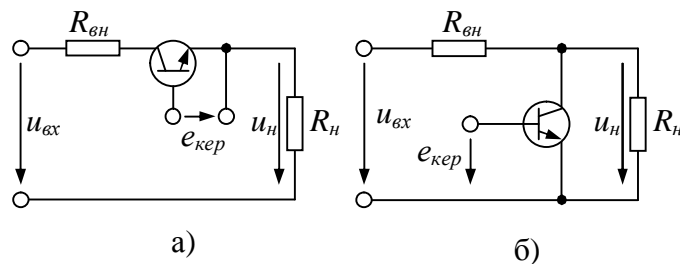


Рис. 14.21. Послідовна (а) та паралельна (б) схеми комутації на біполярному транзисторі

Існує дві основні особливості ввімкненого стану транзисторного ключа.

1. *Ввімкнений стан ключа, який, як правило, відповідає роботі біполярного транзистора в режимі насичення.* У цьому випадку транзистор може бути замінений деяким еквівалентним опором, що залежить від його конструкції.

2. *Опір ключа для ввімкненого транзистора, менше аналогічного опору діодного ключа.*

У вимкненому стані, (режим відсічення біполярного транзистора), властивості діодних і транзисторних ЕК приблизно однакові.

Зазначені особливості приводять до того, що ключ на біполярному транзисторі по своїх властивостях ближче до ідеального в порівнянні з діодним.

1. Широке застосування в якості електронних ключових елементів знаходять транзисторні каскади, у першу чергу каскад із спільним емітером (рис. 14.22, а), що працює в *ключовому режимі*. При розгляді скористаємося графічним методом розрахунку транзисторних ланцюгів. На рис. 14.22, б приведена вихідна характеристика транзистора, на якій нанесена навантажувальна лінія, що перетинає осі координат у точках $(u_K = E_K, i_K = 0)$ і $(u_K = 0, i_K = E_K/R_K)$. У ключовому режимі транзистор може знаходитися в двох основних станах:

1. *Стан (режим) відсічення ("ключ розімкнутий").* При цьому через транзистор протікає мінімальний струм. Цей стан відповідає точці А на діаграмі рис. 14.22, б, $i_K = I_{KB0} \approx 0$, напруга на транзисторі $u_K \approx E_K$.

Для того щоб транзисторний ключ знаходився в розімкнутому стані, необхідно виконати умову відсічення: змістити в зворотному напрямку емітерний перехід транзистора або для *n-p-n* транзистора виконати умову $u_B < 0$.

Потужність, що втрачається в режимі відсічення на транзисторному ключі, $P_K = u_K i_K$, мала, тому що малий струм.

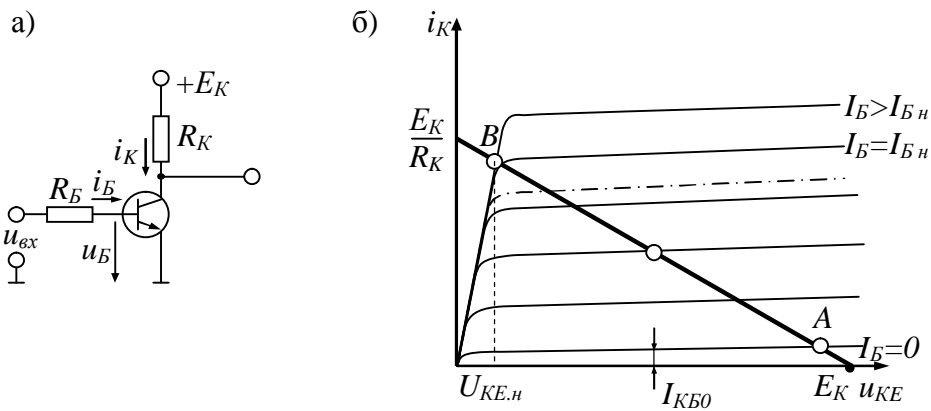


Рис. 14.22. Транзисторний ключ. а – найпростіша схема; б – траєкторія робочої точки

2. Стан (режим) *насичення* ("ключ замкнутий"). Мінімальна напруга на транзисторі $U_K = U_{KE.n} \approx 0$ відповідає точці *B* на діаграмі рис. 14.22, б. Струм через транзистор обмежений резистором R_K і визначається

$$I = (E_K - U_{KE.n}) / R_K \approx E_K / R_K .$$

У режимі насичення обидва переходи транзистора зміщені в прямому напрямку, тому напруги між електродами транзистора малі. Режим насичення досягається вже при $i_B = I_{B.n} = I_{K.n} / h_{21}$. Подальше збільшення струму бази $i_B > I_{B.n}$ не змінює струму в колекторному колі. Таким чином, умова насичення транзистора записується у виді

$$i_B \geq I_{B.n} = I_{K.n} / h_{21} ,$$

де $I_{K.n} = E_K / R_K$.

Як і в режимі відсічення, у режимі насичення потужність, що втрачається на транзисторному ключі, $P_K = U_K i_K$ мала, тому що мала напруга.

При роботі транзисторного ключа переключення з відкритого стану в розімкнутий і назад відбувається стрибком, втрати потужності при цьому, як правило, незначні. Таким чином, робота транзистора в ключовому режимі характеризується малими втратами потужності і високим ККД.

14.3.3. Пристрої порівняння аналогових сигналів. Компаратори.

Пристрій порівняння аналогових сигналів (компаратор) виконує функцію порівняння або двох вхідних сигналів між собою, або одного вхідного сигналу з якимсь наперед заданим еталонним рівнем. При цьому на виході пристрою формуються тільки два значення вихідного сигналу: якщо один з порівнюваних сигналів більше іншого, то вихідний сигнал дорівнює $A_в$, в протилежному випадку вихідний сигнал дорівнює $A_н$. У загальному випадку в якості вхідних і вихідних сигналів схеми порівняння можуть виступати різні параметри постійного струму. Але найбільше часто під $A_в$ і $A_н$, мають на увазі напруги.

Тому можна сказати, що вхідний сигнал компаратора носить аналоговий характер, а вихідний – цифровий. Внаслідок цього компаратори часто викону-

ють роль елементів зв'язку між аналоговими і цифровими пристроями, тобто виконують роль найпростіших аналого-цифрових перетворювачів.

Як правило, безпосередньо під компаратором розуміють спеціалізований пристрій. При використанні як схеми порівняння ОП говорять о компараторному режимі його роботи. Слід зазначити, що для створення такого режиму роботи ОП звичайно охоплюють ланцюгом зворотного зв'язку, у той час як у спеціалізованому компараторі такого зв'язку не потрібно.

*Компаратором*¹ називають пристрій, призначений для порівняння двох напруг. Компаратор змінює рівень вихідної напруги, коли рівні безупинно змінюючихся вхідних сигналів стають рівними. На рис. 14.23, а зображена схема найпростішого компаратора на операційному підсилювачі для порівняння напруг одного знака. Вихідна напруга

$$U_{вих} = \begin{cases} U_{вих\ max} \text{ при } U_1 > U_2 \\ U_{вих\ min} \text{ при } U_1 < U_2 \end{cases} .$$

На рис. 14.23, б приведена передатна характеристика компаратора, а на рис. 14.23, в – часові діаграми роботи компаратора та на рис. 14.23, г – його умовна позначка. Завдяки високому коефіцієнту підсилення компаратор переключається при дуже малій різниці вхідних напруг $U_1 - U_2$.

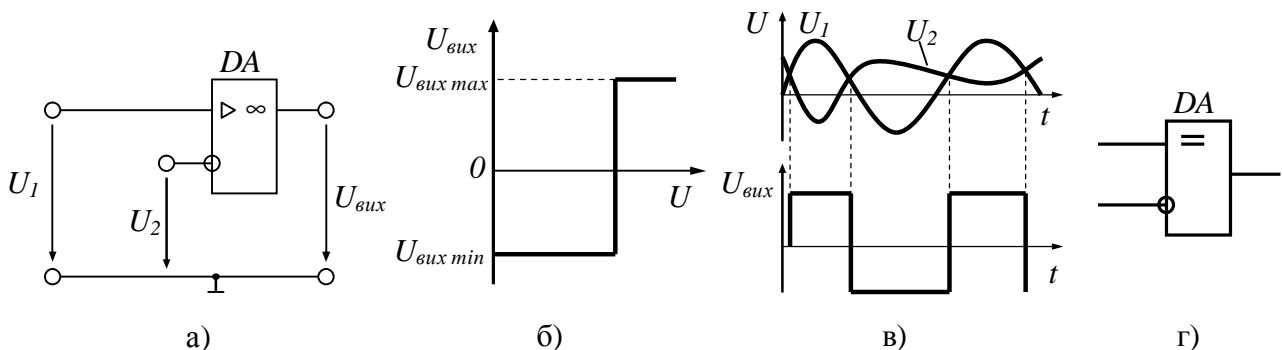


Рис. 14.23. Схема найпростішого компаратора для порівняння напруг одного знака (а), його передатна характеристика (б); часові діаграми роботи компаратора (в); умовна позначка (г)

Якщо потрібно порівняти за значенням досить великі вхідні напруги різних знаків, застосовують схему рис. 14.24. Компаратор спрацьовує при рівності нулю потенціалу точки а. При цьому $U_1/R_1 = -U_2/R_2$. Завдяки ввімкненню діодів потенціал точки а не перевищує $\pm 0,6$ В (пряма напруга на відкритому діоді) при досить великих U_1 і U_2 , чим захищаються вихідні ланцюги операційного підсилювача від перевантаження.

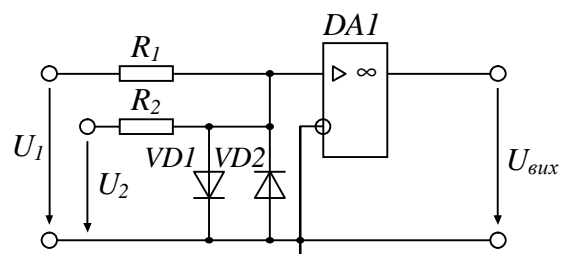


Рис. 14.24. Схема компаратора для порівняння напруг різних знаків

Компаратори випускаються у виді

¹ От англ. compare — сравнивать)

мікросхем, наприклад К597СА1, чи 521СА4.

Компаратор, рівні ввімкнення і вимикання якого не збігаються, називають тригером Шмітта (граничним елементом).

Різниця в рівнях називається гістерезисом переключення. Тригер Шмітта може бути побудований на двох транзисторних каскадах посилення, охоплених позитивним зворотним зв'язком, чи на компараторі з позитивним зворотним зв'язком. На рис. 14.25 приведена схема, передатна характеристика та умовна позначка інвертуючого тригера Шмітта.

Одна з основних областей застосування тригера Шмітта – формування напруги прямокутної форми (рис. 14.26). Тригер Шмітта використовують також як граничний пристрій для реєстрації перевищення входною напругою граничного значення $U_{вкл}$ (або $U_{викл}$).

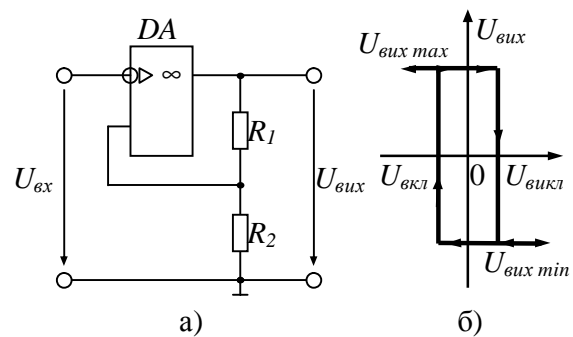


Рис. 14.25. Схема (а) та передатна характеристика (б) інвертуючого тригера Шмітта

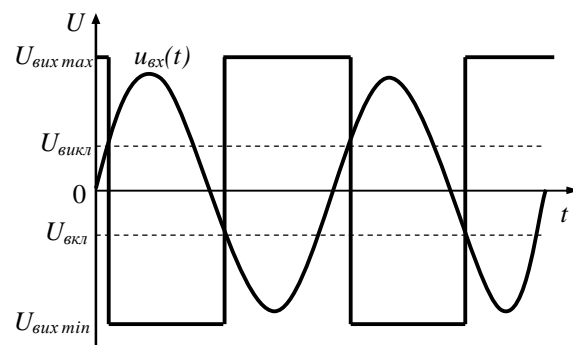


Рис. 14.26. Формування напруги прямокутної форми із синусоїдальної інвертуючим тригером Шмітта.

14.3.4. Перетворення імпульсних сигналів за допомогою RC-кіл

При створенні імпульсних пристроїв, що генерують або перетворюють різні імпульсні сигнали, необхідно формування часових інтервалів, що визначають тривалості імпульсів, пауз між ними, частоту повторення імпульсів і т.п. Ця задача вирішується за допомогою кіл, що задають час, які містять лінійні реактивні елементи (L, C), а нерідко і нелінійні реактивні елементи (наприклад, нелінійні індуктивності). У таких ланцюгах струм чи напруга при перехідному процесі змінюються з визначеною швидкістю. Магнітні елементи в складі ІС нездійсненні, тому в якості кіл, що задають час використовують головним чином більш прості і надійні ланцюги з резисторами і конденсаторами, тобто RC-кола.

Розглянемо два характерних способи ввімкнення RC - кіл.

Диференціюючі кола. Схема диференціюючого кола приведена на рис. 14.27, а. На вхід схеми підключене джерело прямокутних імпульсів $u_{вх}$. Як приклад розглянемо роботу кола від джерела двополярних імпульсів. Часові діаграми струмів і напруг у схемі приведені на рис. 14.27, б. У момент t_1 напруга $u_{вх}$ змінюється стрибком на величину $2U_m$. Напруга на конденсаторі стрибком змінитися не може, тому в навантаження передається стрибок напруги $u_{вих} = 2U_m$. Потім починається заряд конденсатора напругою $u_{вх} = U_m$ через резистор R і напруга на ємності C змінюється по експоненті. Напруга

$u_{вих}(t) = u_{ex}(t) - u(t)$. В міру заряду конденсатора $u_{вих}$ експоненціально спадає до нуля.

У момент t_2 напруга u_{ex} змінюється стрибком. Стрибок вхідної напруги передається на вихід ланцюга $Du_{вих} = -2U_m$. Потім починається розряд конденсатора C до напруги $-U_m$ через резистор R . Таким чином, на резисторі R формуються різнополярні експоненціально спадаючі імпульси, фронт яких відповідає фронту і зрізу імпульсів u_{ex} . Тривалість цих імпульсів залежить від сталої часу $t = RC$ і може бути оцінена тривалість імпульсу $t_i = (2 \div 3)t$.

Часто на виході використовують тільки один з імпульсів напруги $u_{вих}$. Для цього схема рис. 14.27 доповнюється діодом. Діференціюючі кола знаходять широке застосування в імпульсних пристроях при необхідності фіксації моментів фронту і зрізу, а також для укорочення імпульсів.

Інтегруючі кола. RC-коло може бути ввімкнене іншим способом, показаним на рис. 14.28, а, при цьому $u_{вих} = u_C$. Розглянемо процеси в RC-колі при замиканні в момент $t=0$ ключа, що приєднує до неї джерело постійної напруги E . Процес заряду конденсатора описується диференціальним рівнянням:

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = E.$$

Його рішення має вид

$$u_{вих} = u_C(t) = E - (E - u_C(0)) \exp(-t_i/t), \quad (14.16)$$

де $u_C(t)$ – напруга на конденсаторі в момент $t=0$; $\tau=RC$ – стала часу ланцюга.

Напруга на конденсаторі зростає за експонентою, відповідаючи нагромадженню заряду (інтегруванню струму) (рис. 14.28, б).

В імпульсних пристроях коло, зображене на рис. 14.28, а часто забезпечується компаратором K , на другий вхід якого подана напруга $E_0 < E$. У момент часу t_1 : $u_{вих} = u_C = E_0$ і компаратор спрацьовує. Імпульсний вузол рис. 14.28 формує часовий інтервал між моментом замикання ключа (момент $t=0$) і моментом спрацьовування компаратора $t_1 = t_i$. Інтервал залежить від значень E , $u_C(t)$, E_0 і t .

У момент t_1 рівняння (14.16) записується у виді

$$E - (E - u_C(0)) \exp(-t_i/t) = E_0$$

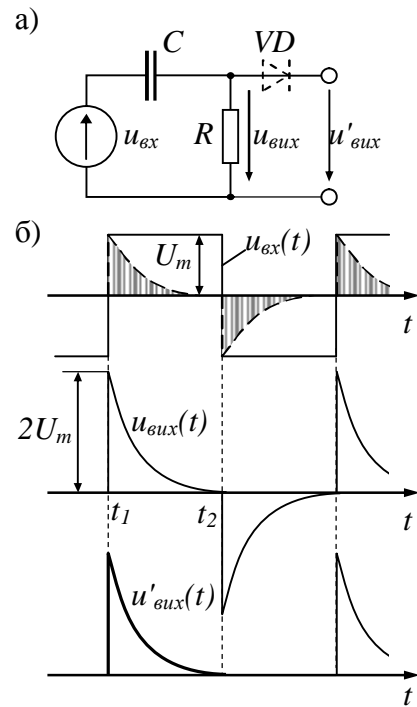


Рис. 14.27. Діференціююче коло (а) і часові діаграми струмів і напруг у диференціюючому колі (б)

Логарифмування цього вираження дозволяє знайти тривалість інтервалу

$$t = t \ln \frac{E - u_C(0)}{E - E_0}.$$

Процес формування інтервалу t_3 за допомогою RC -кола і компаратора полягає в основі численних імпульсних пристроїв (мультивібраторів, одновібраторів і ін.). Існує безліч варіантів рішень тих саме імпульсних функціональних вузлів на транзисторах, польових транзисторах, різноманітних ІС і т.д. Нижче зупинимося на декількох рішеннях цих вузлів, виконаних на ІС. Незважаючи на розмаїтість інших схемних рішень, процеси в них можуть бути зведені до розглянутого вище перехідного процесу в інтегруючих RC -ланцюгах (див. рис. 14.28).

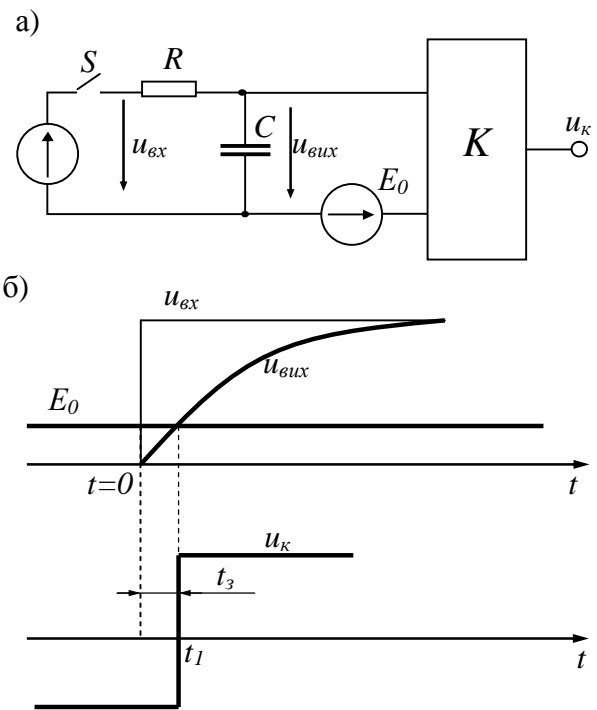


Рис.14.28. Схема використання інтегруючої ланцюга у формувачах часових інтервалів (а), та часові діаграми напруг (б)

14.4. Тригерні і генераторні пристрої

У всіх імпульсних пристроях приходиться мати справу, як правило, тільки з двома рівнями сигналу. Тому в основі побудови цих пристроїв лежать схеми комутації. Загальним для всіх СК є робота напівпровідникових приладів у ключовому режимі. Це припускає можливість мінімізації потужності, що розсіюється в них, і, отже, використання при виготовленні методів гібридної і напівпровідникової технологій. Останнє є головною причиною широкого використання пристроїв імпульсної електроніки, що дозволяє розробляти на своїй основі надійні, економічні, малогабаритні системи, призначені для вирішення різних практичних задач.

Основні принципи роботи і побудови імпульсних пристроїв розглянемо на прикладі декількох найбільш типових схем, виконаних на біполярних транзисторах і операційних підсилювачах.

14.4.1. Транзисторні тригери

Тригер² – безконтактний електронний пристрій з двома стійкими станами рівноваги, здатний під впливом зовнішнього керуючого сигналу переходити стрибком з одного стану в інший. Стосовно до електронної схеми під стійким станом рівноваги розуміють такий режим її роботи, при якому струми і напруги в будь-якому її елементі незмінні в часі (постійні). При цьому виникаючі зміни

² от англ. trigger – курок.

(змінні складові), обумовлені дією зовнішніх обмежених по величині і тривалості збурювань з часом прагнуть до нуля. Отже, якщо пристрій має стійкий стан рівноваги, він може знаходитися в ньому довільно тривалий час.

З пристроями, що відповідають перерахованим ознакам, ми вже зіштовхувалися в п. 14.3.3. Це гістерезисний компаратор напруги – тригер Шмітта. В даний час розроблено велике число різних тригерних схем, основна відмінність яких полягає в типі використовуваного підсилювача і способі введення в цей підсилювач кола ПЗЗ.

Схема тригера, виконаного на основі біполярного транзистора приведена на рис. 14.29 (схема зветься – симетричний тригер). Поняття симетричності тут відноситься не тільки до схеми, але і до параметрів її елементів:

$$R_{K1} = R_{K2} = R_K; R_{B1} = R_{B2} = R_B; R_{3c1} = R_{3c2} = R_{3c}.$$

Тригер являє собою дві каскадно-з'єднані керовані ключові схеми ($VT1$, R_{K1} і $VT2$, R_{K2}), охоплені ланцюгом ПЗЗ. Для прискорення процесів, що відбуваються в пристрої, використовують зв'язок між виходом однієї зі схем комутації з керуючим входом іншої, який виконаний з використанням RC-кіл, що форсують, (R_{B1} , C_1 і R_{B2} , C_2). Крім основного джерела живлення $+U_{жс}$ в схемі використовується додаткове джерело зсуву $-U_{зс}$, що забезпечує через резистори R_{3c1} і R_{3c2} подачу на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$ деякого замикаючого сигналу.

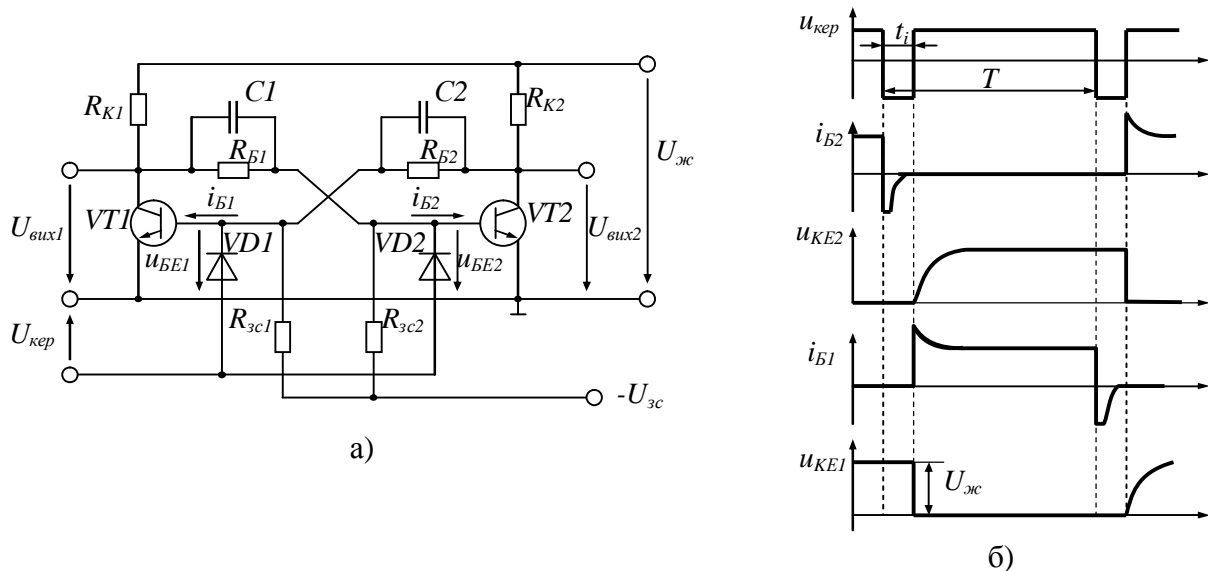


Рис. 14.29. Схема симетричного тригера (а) та часові діаграми, що пояснюють його роботу (б)

Розглянемо роботу приведеної схеми. При підключенні напруги живлення в базових ланцюгах транзисторів $VT1$ і $VT2$ починають протікати струми.

Припускаючи, що для транзисторів $VT1$ і $VT2$ – $h_{21} \gg 1$, можна записати:

$$\left. \begin{aligned} u_{вих1} &= U_{жс} - i_{B1} h_{211} R_{K1} \\ u_{вих2} &= U_{жс} - i_{B2} h_{212} R_{K2} \end{aligned} \right\} \quad (14.17)$$

Очевидно, для цілком симетричної схеми $i_{B1} = i_{B2}$ і $u_{вих1} = u_{вих2}$, що при-

пускає роботу обох транзисторів в активному режимі. Однак на практиці досягти повної симетрії схеми не вдається. Припустимо, що в деякий момент $i_{B1} < i_{B2}$. Тоді, згідно (14.17), $u_{вих1} > u_{вих2}$. Збільшення $u_{вих1}$ спричинить подальше збільшення i_{B2} і падіння $u_{вих2}$. Слід зазначити, що процес зміни струмів через дію кола ПЗЗ протікає лавинообразно. Отже і процес переключення транзисторів у тригерному пристрої носить лавинообразний (регенеративний) характер. Він завершується в момент часу, коли один із транзисторів (у даному випадку $VT2$) попадає в режим насичення, а іншої ($VT1$) – в режим глибокого відсічення, що приводить до фактичного розмикання кола ПЗЗ. Цей стан схеми буде стійким. При цьому, якщо транзистор насичений, то $U_{БК} = U_{БЕ} = U_{КЕ} = 0$, якщо замкнений, то $I_E = 0$ і $I_B = -I_{K0}$.

Вивести тригер зі стійкого стану можна тільки подачею зовнішнього керуючого сигналу $u_{кер}$ в базові чи колекторні кола його транзисторів. Якщо $u_{кер}$ подається тільки в ланцюг одного з транзисторів, то такий спосіб керування (запуску) називають розділенням, якщо в ланцюг керування обох транзисторів – загальним чи рахункової.

Для керування тригером можна використовувати імпульси довільної полярності. Однак на практиці більше поширення одержало керування імпульсами, полярність яких є замикаючою для транзисторів схеми. Це зменшує необхідну потужність сигналів керування і збільшує швидкодію пристрою.

Очевидно, що процеси переключення тригера при роздільному і загальному запусках мають багато загального. Розглянемо процеси переключення тригера з загальним запуском. У схемі тригера рис. 14.29, а використовується загальний запуск замикаючими (від'ємними) імпульсами $u_{кер}$, що подаються в базові кола транзисторів через діоди $VD1$ і $VD2$. На рис. 14.29, б показані спрощені часові діаграми, що пояснюють його роботу.

Для надійного переключення тригера вибирають амплітуду та тривалість $u_{кер}$ з умови запирання раніше ввімкненого транзистора схеми. Якщо ця умова виконана, то на інтервалі $t_i - t_l$ обоє транзистора виявляються замкненими (t_l – час вимикання насиченого транзистора). Подальші процеси в схемі визначаються напругами на конденсаторах $C1$ і $C2$, що, крім форсування переключення транзисторів, виконують функції елементів пам'яті про попередній стан тригера.

У стійкому стані транзистор $VT2$ насичений, а $VT1$ замкнений. Тому $U_{C1} = U_{жс} - R_{K1}(I_{B2} + I_{K0}) \approx U_{жс}$ і $U_{C2} = U_{БЕ1\text{ зап}} \approx 0$. За час t_i напруги на конденсаторах встигають змінитися. При цьому після закінчення імпульсу, що запускає $u_{кер}$, струм $i_{B1} \gg i_{B2}$ і починається процес ввімкнення $VT1$, у результаті напруг $u_{БЕ2} = u_{вих2} - u_{C1}$, та струм i_{B2} зменшуються. Через дію кола ПЗЗ процес розвивається лавинообразно і закінчується насиченням транзистора $VT1$ і запиранням $VT2$. У схемі встановлюється новий стійкий стан. Швидкість збільшення напруги $u_{КЕ2} = u_{вих2}$ визначається часом перезаряду конденсатора $C2$ від джерела $U_{жс}$ через резистор R_{K2} і прямозсунутий емітерний перехід тран-

зистора $VT1$. По закінченні заряду конденсатора $C2$ спадання напруги на ньому прийме сталі значення, рівне $u_{C2} = U_{жс}$. Тривалість цього процесу орієнтовно можна оцінити вираженням

$$t_{\phi} = 3R_K C .$$

В міру заряду конденсатора $C2$ базовий струм транзистора $VT1$ зменшується від $I_{Бi}$, обумовленого струмом перезаряду $C2$, до $I_{Б.н} = U_{жс} / (R_{K2} + R_{B1})$.

У той же час, раніше заряджений конденсатор $C1$ розряджається на паралельно з'єднані резистори R_{B1} і $R_{зс2}$. Тривалість цього процесу можна оцінити вираженням

$$t_{відн} = 3 \frac{R_B R_{зс} C}{R_B + R_{зс}} .$$

Час $t_{відн}$ – називається *часом відновлення*. Він необхідний для підготовки тригера до наступного переключення. Наприкінці $t_{відн}$ напруга конденсатора $C1$ і, отже, напруга емітерного переходу $VT2$ досягнуть сталих значень.

У реальних схемах звичайно виконується умова $R_{зс} \gg R_K$ і $R_B \gg R_K$. Тому, як правило $t_{\phi} \gg t_{відн}$ і мінімальний період проходження керуючих імпульсів визначається умовою

$$T_{min} \geq t_{відн} . \quad (14.18)$$

Таким чином, вихідна напруга тригера в сталому режимі може приймати два значення: $U_{вих min} = U_{КЕ.н}$ – напруга відкритого транзистора, що працює в режимі насичення і $U_{вих max} \approx U_{жс}$ – напруга замкненого транзистора, що працює в режимі відсічення.

Після приходу чергового запускаючого імпульсу у час $t = t_0 + T$ процеси в схемі повторюються. Транзистор $VT1$ перейде в режим відсічення, а $VT2$ – у режим насичення.

При роздільному запуску замикаючими імпульсами переключення тригера відбувається відразу після вимикання раніше насиченого транзистора, а не після закінчення $u_{кер}$, що забезпечує більш високу максимально припустиму частоту його переключення.

14.4.2. Генератори прямокутних імпульсів

Генератором електричних коливань називається пристрій, що перетворює енергію джерела постійного струму в енергію змінного струму необхідної форми. У залежності від форми вихідної напруги розрізняють: генератори гармонійних коливань і генератори негармонійних коливань (імпульсні чи релаксаційні генератори).

Не залежно від форми вихідної напруги будь-який генератор може працювати в одному з двох режимів: режим автоколивань; режим запуску зовніш-

німи імпульсами.

Генератор, який працює в режимі автоколивань, звичайно називають *автогенератором*. Вихідна змінна напруга формується на його виході відразу після підключення напруги живлення і не вимагає для початку роботи подачі зовнішнього керуючого впливу.

Генератори, що працюють у режимі запуску зовнішніми імпульсами, після підключення джерела живлення можуть як завгодно довго знаходитися в стійкому стані, не формуючи вихідну змінну напругу. При подачі керуючого сигналу на вхід такого генератора, на його виході формується вихідний сигнал, параметри якого цілком визначаються власними характеристиками пристрою. Такий режим роботи часто називають очікуючим або *загальмованим*. Велике поширення одержали загальмовані мультивібратори – *одновібратори*.

У відповідності зі сказаним, автогенераторний режим роботи застосовується в пристроях, що використовуються в основному як генератори, що задають, а очікуючий режим – у пристроях, що перетворюють форму імпульсів до необхідного виду.

Схеми мультивібраторів різноманітні і по елементній базі і по способах побудови. Розглянемо мультивібратори на операційних підсилювачах. На рис. 14.30, а приведена схема мультивібратора, виконаного на основі інвертуючого тригера Шмітта (див. рис. 14.25), у якому негативний зворотний зв'язок здійснюється через фільтр нижніх частот у виді RC-ланцюга. Допустимо, що вихідна напруга мультивібратора дорівнює $U_{вих\ max}$. Тоді напруга на інвертуючому вході (рівна напрузі u_C на конденсаторі) від'ємна, а на прямому вході додатна і

$$дорівнює\ u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R} U_{вих\ max}.$$

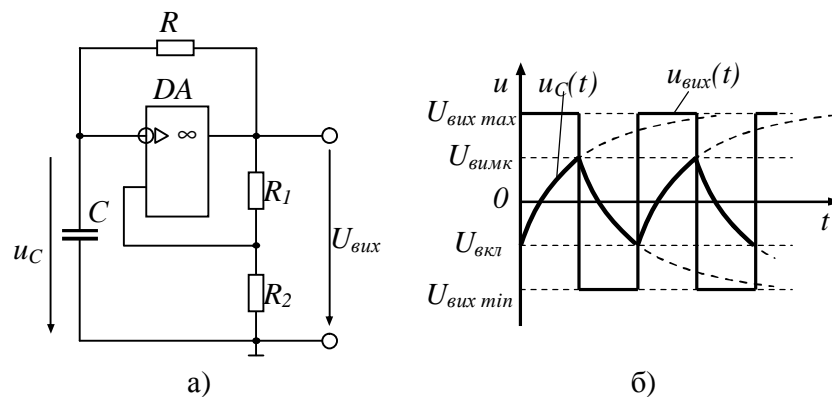


Рис. 14.30. Схема (а) та часові діаграми (б) мультивібратора на операційному підсилювачі

Напруга на конденсаторі $u_C = u_-$ зростає, тому що конденсатор починає перезаряджатися через резистор R, і прагне до $U_{вих\ max}$ (рис. 14.30, б). Коли u_C досягає рівня $U_{вимк}$ (напруги вимикання тригера Шмітта), напруга $u_{вих}$ стрибком змінюється до $U_{вих\ min}$. Так як $U_{вих\ max} = -U_{вих\ min} = U_{max}$, то конденсатор C починає перезаряджатися від $U_{вимк}$ до $-U_{max}$ і зворотне переключення відбувається при $u_C = U_{вкл}$. Потім процес періодично повторюється.

Тривалість імпульсу мультивібратора дорівнює

$$t_i = RC \ln[1 + (2R_1/R_2)],$$

а період

$$T = 2t_i = 2RC \ln[1 + (2R_1/R_2)].$$

При $R_1 = R_2$

$$T \approx 2,2RC.$$

Схема одновібратора, яка приведена на рис. 14.31, а, відрізняється від схеми мультивібратора наявністю прямого входу через конденсатор C_1 і діода VD , ввімкненого паралельно конденсатору C .

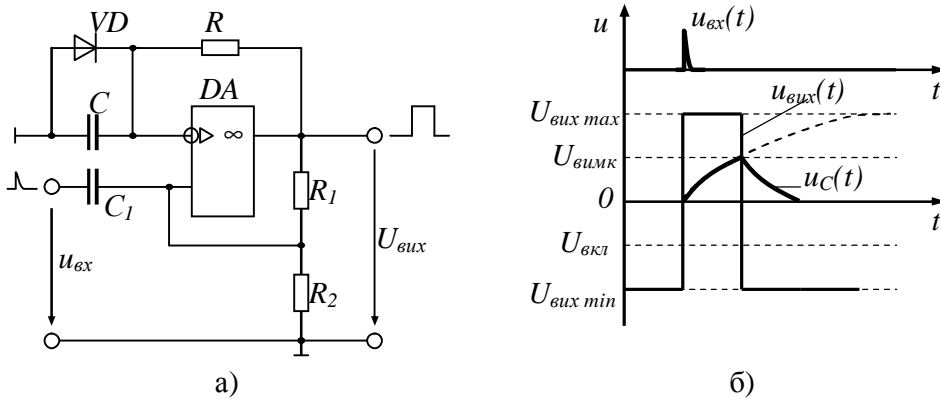


Рис. 14.31. Схема (а) і часові діаграми (б) одновібратора на операційному підсилювачі

Допустимо, що вихідна напруга одновібратора дорівнює $U_{вих\ min}$ (рис. 14.31, б). Тоді на інверсному вході (на конденсаторі C) напруга u_- дорівнює прямій напрузі відкритого діода VD і близька до нуля. На прямому вході напруга негативна і дорівнює

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R} U_{вих\ min}.$$

Якщо на прямий вхід надходить короткий вхідний позитивний імпульс напруги, амплітуда якого не менше $\frac{R_1}{R_1 + R} U_{вих\ min}$, то тригер Шмітта стрибком

переходить у протилежний стан і $u_{вих} = U_{вих\ max}$. Тоді $u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R} U_{вих\ max}$ і кон-

денсатор C починає заряджатися через резистор R , при цьому напруга на ньому прагне до $U_{вих\ max}$ по експоненті. При $u_- = U_{вимк}$ відбувається зворотне переключення тригера Шмітта, а конденсатор C починає перезаряджатися від $U_{вимк}$ до $U_{вих\ min}$. Однак, коли напруга на конденсаторі $u_C = u_-$ стає приблизно рівним нулю, відкривається діод і подальша зміна u_C не відбувається. Таким чином, одновібратор повертається у вихідний стан після появи на виході одиночного прямокутного імпульсу (рис. 14.31, б). Тривалість імпульсу одновібратора

$$t_i = RC \ln[1 + (2R_1/R_2)]$$

не залежить від тривалості вхідного імпульсу, якщо вона менше t_i .

Час відновлення одновібратора (рис. 14.31, б)

$$t_{\text{відн}} = RC \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} .$$

Через час $t_{\text{відн}}$ одновібратор готовий до прийому наступного імпульсу.

Одновібратори використовують для різних цілей. Одна з типових функцій одновібратора – розширення імпульсів – реалізується завдяки тому, що тривалість імпульсу одновібратора визначається параметрами схеми і не залежить від тривалості запускаючого імпульсу. Інша важлива функція одновібратора – затримка сигналу на заданий час. Вхідний сигнал (запускаючий імпульс) може бути затриманий на час, рівний тривалості імпульсу одновібратора, якщо до його виходу підключити пристрій (наприклад, динамічний тригер), що реагує на перепад напруги, що відповідає закінченню вихідного імпульсу. На цьому принципі реалізують реле часу – пристрій, призначений для видачі сигналу спустя заданий час після вхідної команди. Для задання точних регульованих у широкому діапазоні інтервалів часу застосовують спеціальні пристрої – таймери³, що випускаються у виді інтегральних мікросхем, наприклад *KP1006BII*.

§ 14.5. Джерела вторинного електроживлення

14.5.1. Класифікація, склад і основні параметри

Джерела вторинного електроживлення (ДВЖ) – це електронні пристрої, які призначені для перетворення енергії первинного джерела електроживлення в електричну енергію, значення частоти, рівня і стабільності якої погоджені з вимогами, пропонованими до цих параметрів конкретними електронними пристроями (ЕП) і системами.

Як первинні джерела електроживлення для електронних пристроїв (ЕП) і систем використовують або промислову мережу змінного струму, або автономні джерела змінного (генератори) чи постійного (акумулятори, хімічні батареї і т.п.) струму.

Практика показує, що можливості безпосереднього використання цих джерел для живлення різних ЕП і систем дуже обмежені. Причина цього в тім, що сучасні ЕП виконуються з використанням інтегральних схем, які вимагають для свого живлення постійну напругу низького рівня (як правило, $\pm 5 \dots \pm 15$ В). При цьому відхилення цієї напруги від заданого значення не повинні перевищувати $\pm(5 \dots 10)\%$. У ряді випадків, наприклад при живленні прецизійних чи аналогових пристроїв, аналогово-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів стабільність напруги живлення повинна бути істотно вище ($0,1 \dots 0,01\%$).

У загальному випадку ДВЖ складається з декількох функціонально за-

³ від англ. time – час

кінчених блоків, все схемотехнічне різноманіття яких, як правило, може бути розбите на три основні групи:

- пристрої погодження частоти;
- пристрої погодження рівня напруги;
- пристрої погодження стабільності напруги.

Пристрої погодження частоти в залежності від виду перетвореної енергії підрозділяються на два основних класи:

- випрямлячі – перетворювачі напруги змінного струму в напругу, що містить постійну складову (пульсуюча напруга);
- інвертори – перетворювачі постійної напруги в змінну з заданою формою і частотою.

Пристрої погодження рівня напруги призначаються для перетворення як постійної, так і змінної напруги одного рівня в напругу іншого рівня.

Пристрої погодження стабільності напруги можуть бути розбиті на два основних класи:

- фільтри, що згладжують – пристрої, призначені для стабілізації миттєвого значення пульсуючої напруги (струму);
- стабілізатори – пристрої, що стабілізують середнє значення вихідної напруги, струму чи потужності.

У відповідності зі сказаним, узагальнену структурну схему ДВЖ можна представити у виді послідовного з'єднання трьох блоків (рис. 14.32, *а*). Слід зазначити, що з погляду кінцевого результату – погодження параметрів напруги, послідовність ввімкнення зазначених блоків може бути довільною і визначається додатковими вимогами до ДВЖ, а також схемотехнічними рішеннями окремих блоків.

На рис. 14.32, *б – г* приведено найбільш типові структурні схеми побудови ДВЖ, які призначені для перетворення напруги промислової мережі в постійну напругу.

Перша (рис. 14.32, *б*) містить каскадно з'єднані трансформатор (*T*), випрямляч (*B*), фільтр (*Ф*) що згладжує і стабілізатор (*СТ*). Функціональне призначення окремих блоків відповідає структурній схемі рис. 14.32, *а*, тобто спочатку погоджуються рівні, потім частоти й остаточно стабільності вхідної і вихідної напруг.

Друга структурна схема (рис. 14.32, *в*) припускає первісне перетворення вхідної змінної напруги в постійну (випрямляч *B1* і фільтр *Ф1*). Далі виконується погодження рівнів напруги. Для цього служить конвертор, виконаний на каскадно ввімкнених інвертора *I* з трансформаторним виходом і випрямляча *B2*. Для остаточної стабілізації миттєвих значень вихідної напруги в схемі використовується вихідний фільтр, що згладжує *Ф2*. Особливістю даної структури є з'єднання в конверторі двох функцій – це погодження рівнів напруги і стабілізація його середнього значення. Для виконання останньої функції вихідна напруга ДВЖ використовується в інверторі *I* в якості керуючого (ланцюг зворотного зв'язку). Звичайно в розглянутій структурі проміжне перетворення постійної напруги в змінну виконується з використанням високочастотного інвертора, що дозволяє істотно зменшити масу й обсяг всього пристрою.

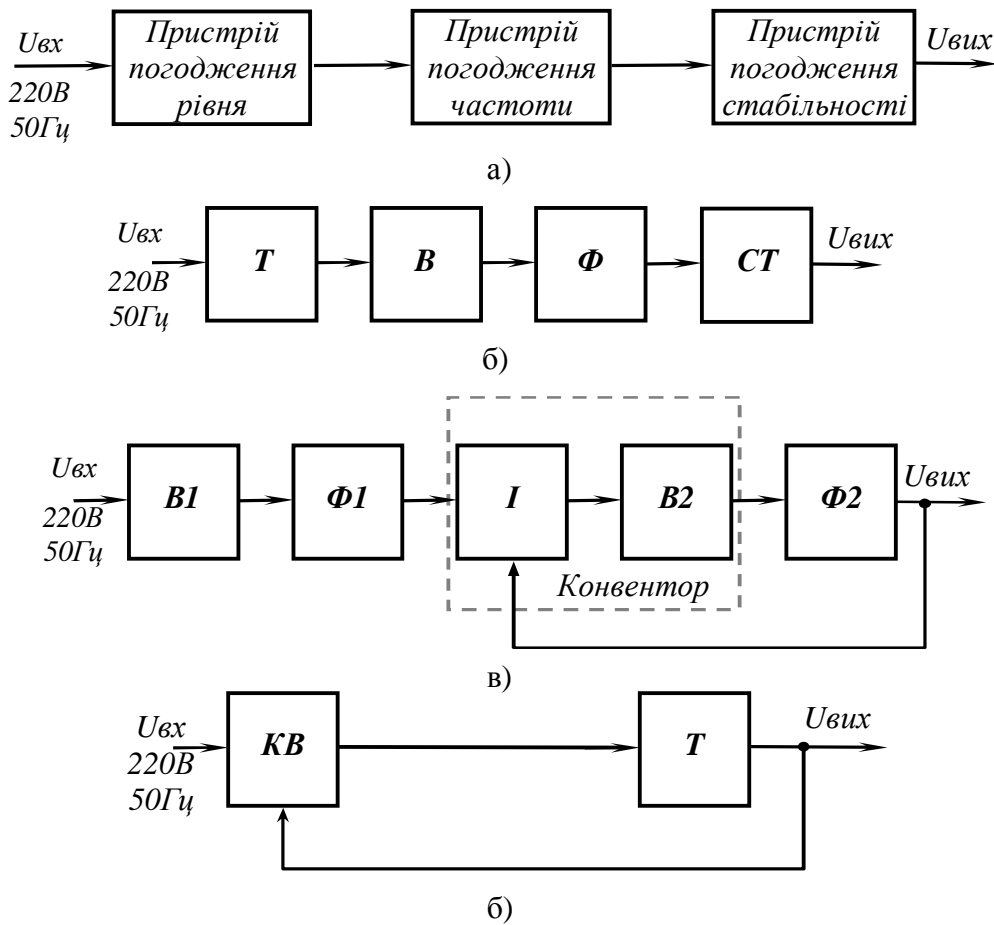


Рис. 14.32. Структурні схеми ДВЖ: а – узагальнена схема; б – схема с вхідним низькочастотним трансформатором; в – схема з високочастотним перетворювачем; г – схема з керованим випрямлячем

Структурна схема на рис. 14.32, г, містить тільки два блоки. Це керований випрямляч (KB), у функції якого входить погодження рівня, частоти і стабільності середнього значення вихідної напруги, а також вихідний фільтр (Φ), що згладжує та стабілізує миттєве значення вихідної напруги.

Порівняння приведених структур свідчить про те, що представлення ДВЖ у виді каскадного з'єднання трьох функціонально закінчених блоків є, до деякої міри, умовним. У конкретній структурі часто неможливо виділити закінчені функціональні блоки, що виконують тільки один із зазначених вище типів перетворення (погодження) напруг. Однак таке представлення дозволяє чітко сформулювати вимоги, що висуваються до ДВЖ, визначити його місце в складі ЕП і основні характеристики.

Незалежно від структурної схеми і конкретних схемотехнічних рішень, ДВЖ характеризується наступними електричними параметрами.

1. Номінальні рівні вхідної $U_{вх.ном}$ і вихідної $U_{вих.ном}$ напруг. В залежності від форми ці напруги є або діючими ($U_{.ном} = U$), або постійними ($U_{.ном} = U_{cp}$).

2. Граничні відхилення вхідної і вихідної напруг від номінальних значень. Іноді їх називають коефіцієнтом нестабільності напруги

$$dU' = \frac{(U_{\text{вх.мах}} - U_{\text{вх.ном}})}{U_{\text{вх.ном}}} 100, \quad (14.19)$$

$$dU' = \frac{(U_{\text{вих.мах}} - U_{\text{вих.ном}})}{U_{\text{вих.ном}}} 100. \quad (14.20)$$

3. Діапазон зміни вихідної потужності $P_{\text{ном.мах}} - P_{\text{ном.мін}}$. Іноді цей діапазон задається значеннями максимального $I_{\text{вих.мах}}$ і мінімального $I_{\text{вих.мін}}$ струмів навантаження.

4. Граничний рівень амплітуди змінної складової вхідної $U_{m\text{вх}}$ і вихідної $U_{m\text{вих}}$ напруги. Іноді ця величина задається у виді коефіцієнта пульсацій

$$e = \frac{U_{mI}}{U_{\text{ном}}}, \quad (14.21)$$

де U_{mI} – амплітуда змінної складової пульсуючої напруги, що представляє собою амплітуду основної гармоніки. Здатність ДВЖ пропускати змінну складову вхідної напруги задається у виді коефіцієнта згладжування

$$q = \frac{e_{\text{вх}}}{e_{\text{вих}}}. \quad (14.22)$$

Крім перерахованих вимог, до ДВЖ можуть пред'являтися додаткові вимоги, що визначають як його електричні, так і конструктивно-технологічні параметри.

14.5.2. Перетворювачі змінної напруги в пульсуючу напругу (випрямлячі)

Основними параметрами випрямлячів є:

1. Середнє значення вихідної напруги

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вих}} dt. \quad (14.23)$$

2. Середнє значення вихідного струму

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вих}} dt. \quad (14.24)$$

3. Коефіцієнт пульсації вихідної напруги (струму).

Однофазний однопівперіодний випрямляч. Найпростішим випрямлячем є схема однофазного однопівперіодного випрямляча (рис. 14.33, а). Розглянемо її роботу в припущенні, що вхідна напруга змінюється за законом $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$. На інтервалі $0 < t < T/2$ (рис. 14.33, б) напівпровідниковий діод

VD зміщений у прямому напрямку і напруга, а отже, і струм у навантажувальному резисторі повторюють форму вхідного сигналу.

На інтервалі $T/2 < t < T$ діод VD зміщений у зворотному напрямку і напруга (струм) у навантаженні дорівнює нулю.

При заданій вхідній напрузі $u_{ex} = U_m \sin \omega t$ для непарних його напівперіодів, випрямлений струм у навантажувальному резисторі R_n буде створювати на ньому спадання напруги, середнє значення якої, дорівнює

$$U_{н.д} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ex} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\rho}, \quad (14.25)$$

де U_m – амплітуда вхідної напруги.

Середній струм у навантажувальному резисторі:

$$I_d = \frac{1}{2\rho} \int_0^T i_{ex} dt = \frac{1}{2\rho} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt \approx \frac{I_m}{\rho} = 0.318 I_m, \quad (14.26)$$

де I_m – амплітуда випрямленого струму.

Діючий струм у навантажувальному резисторі, рівний струму діода, визначається вираженням

$$i_d = \sqrt{\frac{I_m^2 \rho}{2\rho} \int_0^T \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2} = 0.5 I_m. \quad (14.27)$$

Максимальна зворотна напруга на діоді $U_{д.звор.} = U_m$.

Коефіцієнт пульсації, дорівнює відношенню амплітуди основної гармоніки до середнього значення випрямленої напруги, для розглянутої схеми

$$e = \frac{U_{m1}}{U_{н.д}} = \frac{\rho}{2} = 1.57. \quad (14.28)$$

Однопівперіодне випрямлення має низьку ефективність через високу пульсацію випрямленої напруги, а тому знаходить обмежене застосування.

Однофазний мостовий двопівперіодний випрямляч. Параметри вихідної напруги випрямляча можна істотно поліпшити, якщо струм навантаження буде протікати в обидва напівперіоди дії вхідної напруги. Схемотехнічна реалізація такого випрямляча наведена на рис. 14.34, а.

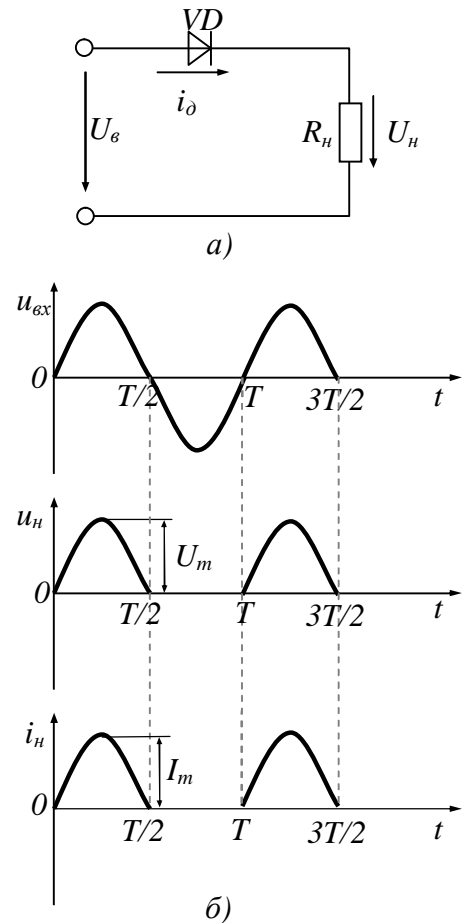


Рис. 14.33. Схема однофазного однопівперіодного випрямляча (а) та часові діаграми, що пояснюють його роботу (б)

На інтервалі $0 < t < T/2$ діоди $VD1$ і $VD4$, ввімкнені послідовно з навантаженням, зміщуються в прямому напрямку (пропускають струм). При цьому діоди $VD2$ і $VD3$ зміщені в зворотному напрямку (не пропускають струм) напругою, прикладеною до навантаження ($U_{д.звор.} = U_n$). На інтервалі $T/2 < t < T$ напруга $u_{вх}$ зміщує діоди $VD2$ і $VD3$ у прямому, а діоди $VD1$ і $VD4$ у зворотному напрямку (рис. 14.34, б). Зі сказаного випливає, що напруга прикладається до навантаження протягом усього періоду зміни напруги $u_{вх}$.

Середні значення напруги навантаження будуть у два рази перевищувати напругу однофазної однопівперіодної схеми

$$U_{н.д} = 2 \frac{U_m}{p} = 2\sqrt{2} U/p, \quad (14.29)$$

$$I_{н.д} = 2 \frac{I_m}{p} = 2\sqrt{2} I/p, \quad (14.30)$$

де U_m і I_m – амплітудні значення вхідної напруги і струму, а U і I – їхній діючі значення.

Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги однофазної двопівперіодної схеми:

$$e = \frac{U_{m1}}{U_{н.д}} = \frac{2}{(n^2 - 1)} = \frac{2}{(2^2 - 1)} = \frac{2}{3} = 0.67. \quad (14.31)$$

Трифазний однопівперіодний випрямляч. Використовуючи розглянуті вище принципи, можна побудувати схеми випрямлячів, що працюють від трифазної мережі змінного струму. Для одержання схеми трифазного однопівперіодного випрямляча необхідно використовувати вхідне джерело зі схемою з'єднання "зірка" і три однопівперіодних випрямлячів. Схема такого пристрою і часові діаграми, що пояснюють його роботу, приведені на рис. 14.35. Аналіз часових діаграм, приведених на рис. 14.35, б, показує, що в цьому випадку протягом одного періоду зміни вхідної напруги послідовно проводять три діоди (по $T/3$ кожний). Відповідно до цього

$$U_{н.д} = \frac{3}{p} U_{m.ф} \sin \frac{p}{3} = \frac{3\sqrt{3} U_{m.ф}}{2p} \approx 0,827 U_{m.ф}, \quad (14.32)$$

де $U_{m.ф}$ – амплітуда фазної напруги.

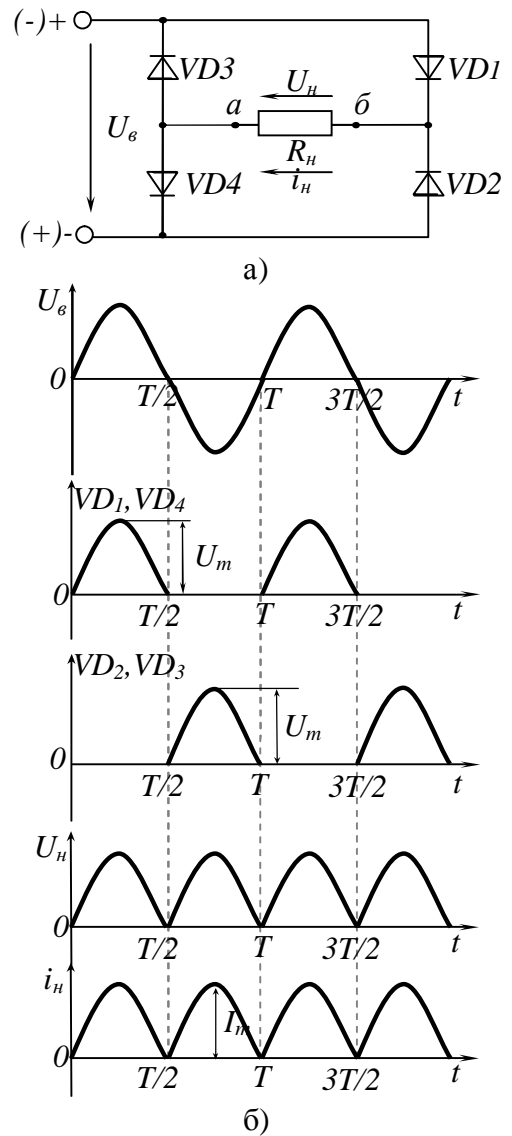


Рис. 14.34. Схема однофазного двопівперіодного випрямляча (а) та часові діаграми, що пояснюють його роботу (б)

Частота вихідної напруги в 3 рази перевищує частоту вхідної напруги. При цьому випадку коефіцієнт пульсації

$$e = \frac{U_{m3}}{U_{н.д}} = \frac{2}{(n^2 - 1)} = \frac{2}{(3^2 - 1)} = 0.25. \quad (14.33)$$

Максимальна зворотна напруга на кожному діоді дорівнює амплітуді лінійної напруги, тобто

$$U_{д.звор.} = U_{м.л.} = 1,73U_{\phi}. \quad (14.34)$$

Трифазний двопівперіодний випрямляч (схема Ларіонова) інваріантний до схеми з'єднання трифазного джерела вхідної напруги ("зірка" чи "трикутник") і вимагає для побудови шести напівпровідникових діодів. Схема такого випрямляча і часові діаграми, що пояснюють його роботу, наведені на рис. 14.36.

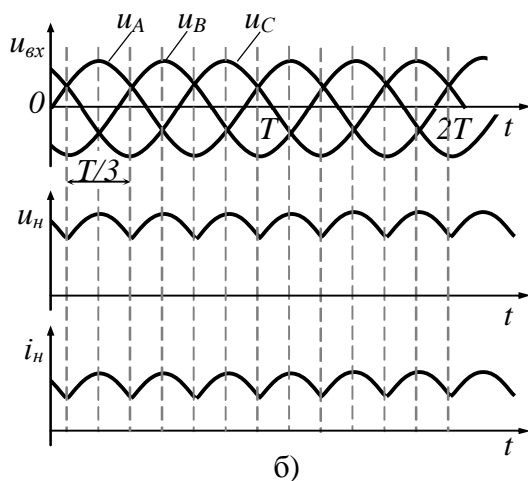
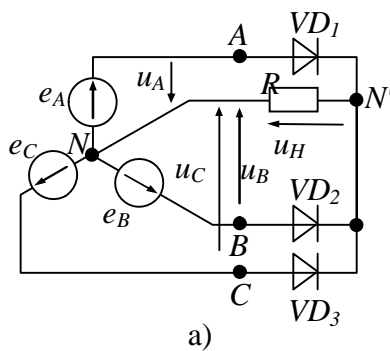


Рис. 14.35. Схема трифазного однопівперіодного випрямляча (а) та часові діаграми (б)

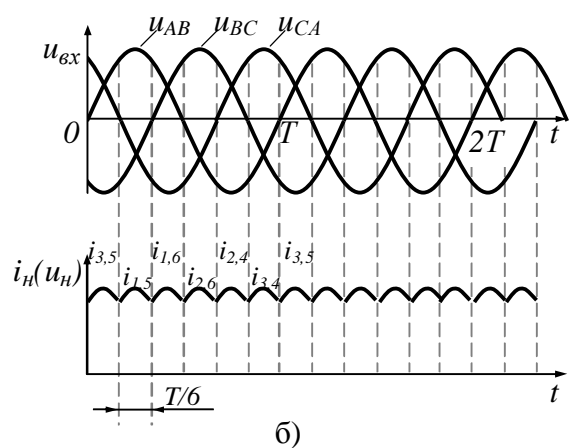
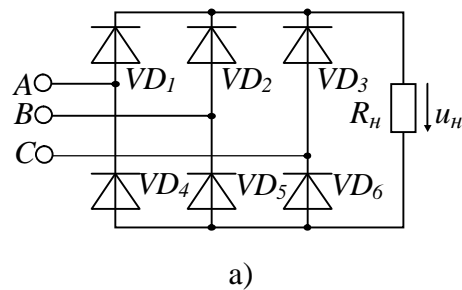


Рис. 14.36. Схема трифазного двопівперіодного випрямляча (а) та часові діаграми (б)

У схемі Ларіонова є можливість використовувати обоє напівхвилі трифазної напруги живлення для забезпечення струму в навантаженні. Тому випрямлена напруга U_H (рис. 14.36, б) відрізняється більш високою якістю, а тривалість провідних інтервалів для послідовно з'єднаних діодних пар ($VD1$ і $VD5$; $VD2$ і $VD6$; $VD3$ і $VD4$ і ін.) складає $T/6$.

Тобто є дві послідовно з'єднані дві трифазні випрямні групи: анодна $VD2$,

$VD4, VD6$ і катодна; $VD1, VD3, VD5$, кожна з яких повторює роботу трифазної схеми з нульовим висновком. Отже, при такім же значенні ЕРС вторинної обмотки трансформатора як і в трифазній схемі з нульовим висновком, дана схема має середнє випрямлену напругу U_d в два рази більше і, навпаки, при тім же значенні U_d значення U_2 – у два рази менше ($U_2 = 0.43U_d$).

При активному навантаженні в мостовій схемі одночасно пропускають струм два вентиля: один – з найбільш високим потенціалом анода щодо нульової точки трансформатора з катодної групи вентилів, а іншої – з найбільш низьким потенціалом катода з анодної групи вентилів.

Середнє значення випрямленої напруги складає

$$U_{н.д} = \frac{6}{\rho} U_{м.л} \sin \frac{\rho}{6} = \frac{3U_{м.л}}{\rho} \approx 0,955U_{м.ф}, \quad (14.35)$$

де $U_{м.л}$ і $U_{м.ф}$ – амплітуди лінійної і фазної вхідних напруг.

Коефіцієнт пульсації вихідної напруги:

$$e = \frac{U_{м3}}{U_{н.д}} = \frac{2}{(n^2 - 1)} = \frac{2}{(6^2 - 1)} = 0.057. \quad (14.36)$$

Максимальна зворотна напруга на діоді

$$U_{д.звор.} = U_{м.л}.$$

Таким чином, амплітуда першої з присутніх на виході випрямляча гармонік напруги складає тільки 5,7% від середнього значення напруги. Це свідчить про високу ефективність схеми.

Зовнішня характеристика випрямляча $U_{н.д} = f(I_{н.д})$ – графічно виражена залежність середнього значення вихідної напруги на навантаженні від середнього значення вихідного струму (струму навантаження) є найважливішим показником випрямного пристрою, що визначає його експлуатаційні можливості. На рис. 14.37 приведена зовнішня характеристика некерованого випрямляча по постійному струму, для якої вихідна напруга

$$U_{н.д} = E_{н.д} - \Delta U_{н.д}, \quad (14.37)$$

де $E_{н.д}$ – ЕРС на виході випрямляча (напруга при струмі навантаження, який дорівнює нулю); $\Delta U_{н.д} = I_{н.д}(R_n + r_{Д.пр\Sigma})$ – спадання напруги від протікання струму навантаження по активних опорах відповідно вхідного джерела живлення (R_n) і прямозсунутих діодів ($r_{Д.пр\Sigma}$).

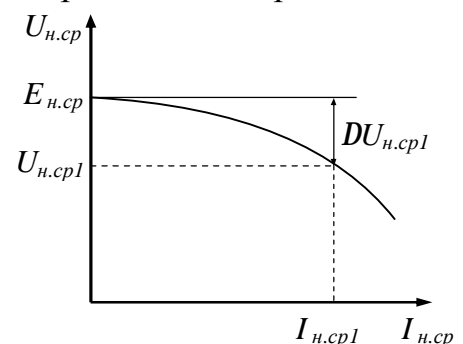


Рис. 14.37. Зовнішня характеристика некерованого випрямляча по постійному струму

14.5.3. Перетворювачі постійної напруги в змінну напругу (інвертори)

Електронний пристрій, що перетворює напругу постійного струму в напругу змінного струму, називається *інвертором*. Суть побудови подібних пристроїв полягає в тому, що для перетворення напруги постійного струму в змінну необхідний деякий комутатор, який би періодично підключав до навантаження джерело постійного струму, причому полярність такого підключення повинна постійно змінюватися. Структурні схеми інверторів можуть бути отримані з розглянутих схем випрямлячів за умови, що вхід і вихід схеми міняються місцями, а діоди замінюються керованими ключами. Розрізняють інвертори відомі мережею (трансформаторні) і автономні інвертори. Найбільш поширені автономні інвертори.

Автономні інвертори – це пристрої, що перетворюють постійний струм у змінний з постійною чи регульованою частотою і працюють на автономне навантаження. У автономного інвертора на стороні змінного струму немає іншого джерела енергії тієї ж частоти, крім самого інвертора.

Автономні інвертори (АІ) можна класифікувати по наступним основним ознаках:

- за схемою перетворення;
- за способом комутації (запирання);
- за способом керування;
- за характером протікання електромагнітних процесів.

В залежності від особливостей протікання електромагнітних процесів автономні інвертори можна розділити на три основних типи:

- o інвертори струму,
- o інвертори напруги,
- o резонансні інвертори.

Області практичного застосування АІ:

- живлення споживачів змінного струму в пристроях, де єдиним джерелом енергії є акумуляторна батарея (наприклад, бортові джерела живлення);
- електропостачання установок гарантованого живлення при аварії в основній мережі змінного струму (електрозв'язок, власні нестатки електростанцій, реакторні установки);
- регульований ЕП змінного струму з найбільш економічним частотним керуванням;
- електротранспорт, який живиться від контактної мережі постійної чи змінної напруги, де, як приводний двигун, бажано мати прості, дешеві і надійні асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором;
- так звані трансформатори постійного струму, що перетворюють постійний струм одного рівня в постійний струм іншого рівня;
- джерела прямого перетворення енергії, в яких виробляється постійний струм відносно низької напруги (термо- і фотоелектричні генератори, паливні елементи, МГД-генератори); для використання цієї енергії потрібно перетворити постійний струм у змінний визначеного рівня і частоти;
- живлення різних технологічних установок, що використовують нестан-

дартну частоту (електротермія, ультразвукова обробка, електромагнітне перемішування і транспортування рідких металів і ін.);

- енергопостачання окремих районів від відводів магістральних ліній передач постійного струму.

Основними областями застосування інверторів струму та інверторів напруги є: стабілізовані по вихідних параметрах перетворювачі частоти; вторинні джерела живлення змінним струмом; установки частотно-регульованого електропривода.

Інвертори напруги формують у навантаженні напругу, а форма і фаза струму залежать від характеру навантаження. Джерело живлення інвертора напруги працює в режимі генератора напруги. Якщо інвертор живиться від випрямляча, то на його вході ставиться конденсатор досить великої ємності для забезпечення провідності джерела постійної напруги в зворотному напрямку, Це необхідно, коли в складі навантаження маються реактивні елементи будь-якого типу або двигуни.

Для *інверторів струму* характерно те, що вони формують у навантаженні струм, а форма і фаза напруги залежать від параметрів навантаження. Джерело постійного струму працює в режимі генератора струму, для чого у вхідному колі включається реактор з великою індуктивністю. Крім того, реактор виконує функції фільтра вищих гармонік напруги, тому що до нього в будь-який момент часу прикладається різниця між незмінною напругою джерела живлення і пульсуючою напругою на вході інвертора.

Проілюструємо роботу інвертора на прикладі мостової схеми інвертора (рис. 14.38, а). Припустимо, що транзистори цієї схеми переключаются попарно і противофазно з деяким періодом T . Причому в інтервалі від 0 до $T/2$ ввімкнені транзистори $VT1$ і $VT4$. При цьому до навантаження R_H прикладається напруга $U_{жс}$ позитивної полярності. На інтервалі від $T/2$ до T включаються транзистори $VT3$ і $VT2$ і до навантаження прикладається та ж напруга $U_{жс}$, але в зворотній (негативній) полярності. У результаті на навантаженні діє змінна прямокутна напруга (рис. 14.38, б), яка не має у своєму складі постійну складову.

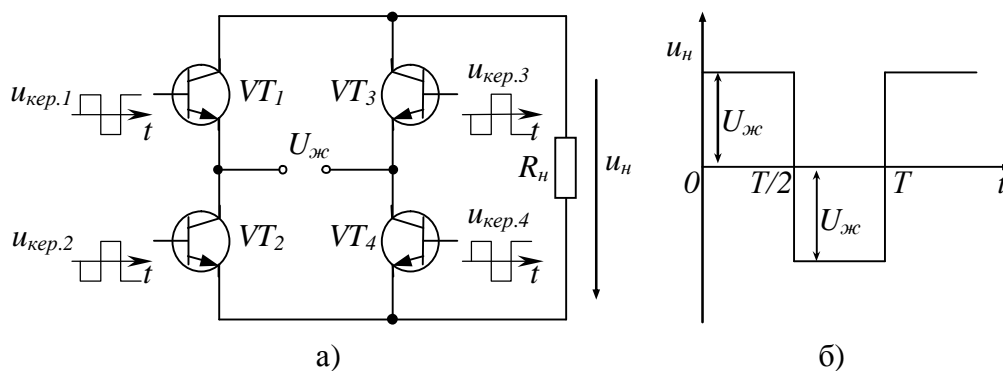


Рис. 14.38. Схема мостового перетворювача постійної напруги в змінну (а) та його вихідна напруга (б)

14.5.5. Пристрої стабілізації напруги живлення

Перетворена за рівнем і частотою напруга (за допомогою розглянутих вище пристроїв перетворення) у ряді випадків не може бути безпосередньо застосована для живлення ЕП, тому що коефіцієнт пульсацій і зміна середнього значення випрямленої напруги, як правило, перевищують гранично припустимі значення для сучасної елементної бази. Тому необхідні додаткові пристрої, які б забезпечували одержання заданої стабільності вихідної напруги ДВЖ. При цьому, як відзначалося раніше, питання забезпечення стабільності вихідної напруги може бути розбито на окремі задачі, рішення яких, у загальному випадку, здійснюється самостійними технічними засобами. Це задача стабілізації миттєвих значень вихідної напруги (зменшення змінної складової напруги – пульсацій напруги) і задача стабілізації середнього значення вихідної напруги на заданому рівні.

Стабілізація миттєвого значення вихідної напруги здійснюється введенням у ланцюг передачі напруги додаткової ланки (Φ на рис. 14.32), коефіцієнт передачі якого для змінної складової напруги істотно менше, ніж для його постійної складової. У результаті постійна складова напруги проходить у навантаження практично без змін, а його змінна складова послабляється дільником, утвореним уведеною ланкою і навантаженням ДВЖ.

Проілюструємо сказане на прикладі найпростішого *RC-фільтра*, що складається з баластного резистора R_ϕ і конденсатора C_ϕ (рис. 14.39, а), підключеного між виходом випрямляча (для розглянутої ланки це буде u_{ex} і навантаженням R_n).

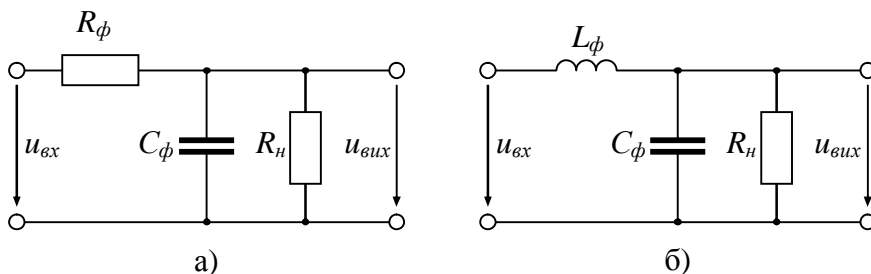


Рис. 14.39. Схеми фільтрів, що згладжують: а – RC-фільтра; б – LC-фільтра

Ланка, коефіцієнт передачі якої для змінної складової електричного сигналу істотно менше, ніж для його постійної складової, називається *фільтром, що згладжує*.

Ефективність фільтрів, що згладжують, оцінюється *коефіцієнтом згладжування* q . Знайдемо q для розглянутого RC-фільтра:

$$q = \frac{e_{ex}}{e_{вих}} = \frac{w_i C_\phi R_\phi R_n}{R_\phi + R_n} \quad (14.38)$$

де w_i – частота i -ї гармоніки.

Знаючи коефіцієнти згладжування q і вхідних пульсацій $e_{ex} = \frac{U_{m1}}{U_{n.d}}$ можна

легко знайти змінну складову вихідної напруги фільтра

$$U_{m1\text{вих}} = \frac{U_{н.д} e_{\text{вх}}}{q} \quad (14.39)$$

Вираження (14.39) дозволяє вирішити і зворотну задачу. По заданому коефіцієнті пульсацій вихідної напруги визначити необхідні параметри фільтра, що згладжує.

Параметри фільтра:

- $t = \frac{C_{\phi} R_{\phi} R_n}{R_{\phi} + R_n}$ – стала часу фільтра;
- $K_0 = \frac{R_n}{R_{\phi} + R_n}$ – коефіцієнт передачі фільтра по постійному струму.

Індуктивно-ємнісний (Г-образний) фільтр, що згладжує (рис. 14.54, б), вигідно відрізняється від RC-фільтра великим значенням K_0 і q . Це порозумівається тим, що зі збільшенням частоти вхідного сигналу не тільки зменшується опір конденсатора $Z_C = 1/wC_{\phi}$, але і росте опір індуктивності $Z_L = wL_{\phi}$. Тому активний опір індуктивності практично не впливає на коефіцієнт згладжування фільтра, і при проектуванні прагнуть забезпечити $R_{L_{\phi}} = 0$, що припускає одержання $K_0 = 1$.

Параметри фільтра:

- $t = \sqrt{L_{\phi} C_{\phi}}$ – стала часу фільтра; $x = R_{L_{\phi}} / 2L_{\phi}$ – коефіцієнт загасання;
- $K_0 = R_{L_{\phi}} / (R_n + R_{L_{\phi}})$ – коефіцієнт передачі фільтра по постійному струму.

Припускаючи, що $R_{L_{\phi}} = 0$ для коефіцієнта згладжування LC-фільтра можна одержати

$$q = w^2 L_{\phi} C_{\phi} . \quad (14.40)$$

Підключення LC-фільтра на вихід випрямляча не порушує алгоритм роботи його діодів (крім однофазного однонапівперіодного випрямляча).

Ємнісний фільтр, що згладжує, є найбільш простим із усіх розглянутих. Він складається з конденсатора C_{ϕ} , що включається паралельно опору навантаження (рис. 14.40, а). Часові діаграми, що пояснюють його роботу на виході однофазного двухполуперіодного випрямляча, приведені на рис. 14.40, б. Аналіз роботи даного фільтра проведемо в припущенні, що в якості діодів схеми випрямляча застосовуються уністори (ідеальні діоди, для яких спадання напруги на діоді і внутрішній опір діода дорівнюють нулю), а внутрішній опір джерела вхідної напруги дорівнює $R_{\text{вн}} = 0$.

Допустимо, що в момент часу $t = t_1$ напруга на конденсаторі C_{ϕ} дорівнює миттєвому значенню вхідної напруги, тобто виконується умова $u_C(t) = u_{\text{вх}}(t)$.

Подальше збільшення вхідної напруги приведе до зсуву в прямому напрямку відповідної пари діодів випрямляча. При цьому через ці діоди буде протікати струм, який дорівнює сумі струму навантаження і зарядного струму конденсатора

$$i = \frac{U_m}{R_n} \sin \omega t + C_\phi \omega U_m \cos \omega t$$

де U_m – амплітудне значення вхідної напруги; ω – кутова частота вхідної напруги.

Тому що ми припустили, що $r_D + R_{en} = 0$, то до моменту t_2 миттєві значення напруг $u_C = u_n$ і u_{ex} будуть рівні.

Після моменту t_2 напруга u_{ex} стає менше u_C . Це викликає запирання раніше відкритих діодів ($u_C > u_{ex}$) і відключення навантаження від вхідної напруги. Далі до моменту t_4 , напруга на навантаженні буде підтримуватися винятково за рахунок заряду, накопиченого в конденсаторі C_ϕ на інтервалі провідності діодів ($t_1 - t_2$). Варто звернути увагу, що завжди $t_2 > T/4$, тобто вимикання діодів відбувається в момент, коли $u_{ex} < U_m$.

З описаного принципу роботи випливає, що підключення на вихід випрямляча ємнісного фільтра якісно змінює режим його роботи. При цьому енергія від вхідного джерела відбирається тільки на інтервалі $t_1 - t_2$, протягом якого $u_{ex} \geq u_C$. Чим більше ємність C_ϕ , тим менше реальна пульсація вихідної напруги, тим коротше інтервал $\Delta t_1 = t_2 - t_1$ і тим ближче значення напруги навантаження до амплітудного значення вхідної напруги.

Комбіновані фільтри. При необхідності одержання великих коефіцієнтів згладжування на виході випрямляча, як правило, використовують послідовне ввімкнення декількох фільтрів. При цьому можуть використовуватися як однотипні, так і різнотипні фільтри.

Параметричний стабілізатор напруги. Типова схема параметричного стабілізатора напруги, виконаного на стабілітроні, приведена на рис. 14.41, а. Це паралельна схема стабілізації. У даній схемі для підтримки вихідної напруги на необхідному рівні використовується ділянка зворотного електричного пробою стабілітрона $VD1$. Пояснимо принцип роботи схеми рис. 14.41, а з використанням ВАХ стабілітрона (рис. 14.41, б).

Припустимо, що задана вихідна напруга $U_{вих}$, опір навантаження R_n і діапазон змін вхідних напруг $U_{ex\ max}$ і $U_{ex\ min}$. Відкладемо на осі напруг значення мінімальної і максимальної напруг і через ці точки проведемо прямі, кут нахилу

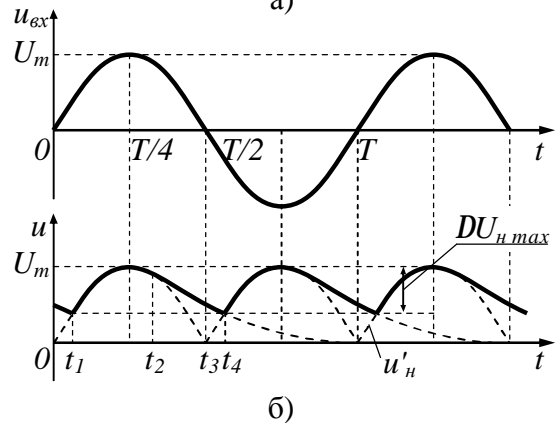
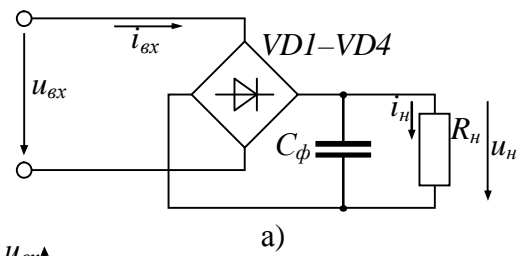


Рис. 14.40. Схема двухполупериодного выпрямляча з ємнісним фільтром (а) і часові діаграми, що пояснюють його роботу (б)

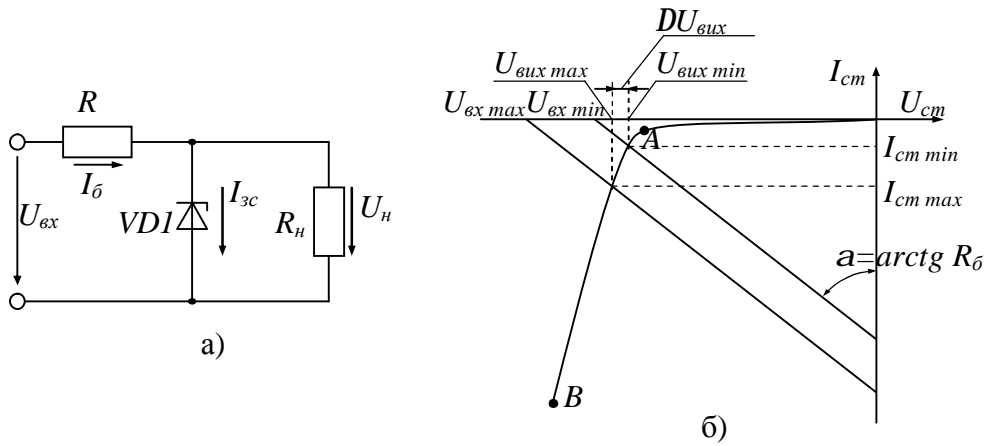


Рис. 14.41. Схема параметричного стабілізатора на стабілітроні (а) і графічна інтерпретація її роботи (б)

яких визначається опором баластового резистора R_{δ} . Точки перетинання характеристики стабілітрона з проведеними прямими дадуть значення відповідних вихідних напруг пристрою. При цьому будемо думати, що $R_n \gg R_{\delta}$ і $I_{\delta} = I_{cm}$. Очевидно, що внаслідок нелінійності ВАХ стабілітрона, зміни

$$DU_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}$$

буде відповідати зміна вихідної напруги

$$DU_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}},$$

причому $DU_{\text{вх}} \gg DU_{\text{вих}}$.

Коефіцієнт стабілізації пристрою (рис. 14.41, а)

$$K_{U_{cm}} = \frac{U_{cm} R_{\delta}}{U_{\text{вх}} r_{\delta}}, \quad (14.41)$$

де $U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх max}} + U_{\text{вх min}}}{2}$; r_{δ} – диференціальний опір стабілітрона.

Типова величина коефіцієнта стабілізації параметричного стабілізатора $K_{U_{cm}} = 10\text{К}30$. Для одержання стабілізації напруги з коефіцієнтом до 1000 і більш застосовують компенсаційні стабілізатори.

14.5.3. Керований випрямляч

Функції погодження рівня і частоти, а також стабілізації середнього за період значення вихідної напруги можуть бути виконані в одному пристрої. Прикладом такого пристрою є керовані (регульовані) випрямлячі.

Принципи побудови однофазних і багатofазних випрямлячів такі ж само як і в однойменних некерованих випрямлячах, але діоди, тобто некеровані вентиля замінюються на керовані – транзистори і тиристри. Програма ввімкнення керованих вентилів задається відповідною послідовністю керуючих імпульсів

напруги системи керування.

Однопівперіодний тиристорний керований випрямляч (рис. 14.42). Схема керування тиристором VD1 формує на його керуючому виводі імпульс напруги, зсунутого щодо моменту при якому $U_{\text{ex}} = 0$ на деякий кут α , який називається кутом ввімкнення. Цей імпульс за умови $U_{\text{ex}} > 0$ включає тиристор.

При активному навантаженні R_n тиристор VS автоматично вимикається в той момент часу, коли його напруга наближається до нуля. Таким чином, при наявності сигналу керування тривалість ввімкненого стану тиристора визначається вираженням:

$$t_i = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{p} \right),$$

де T – період коливання вхідної напруги u_{ex} .

Для середнього значення напруги на навантаженні можна записати

$$U_{n.d} = \frac{1}{2p} \int_{\alpha}^p u_{\text{ex}} dwt = \frac{U_m}{2p} (1 + \cos \alpha).$$

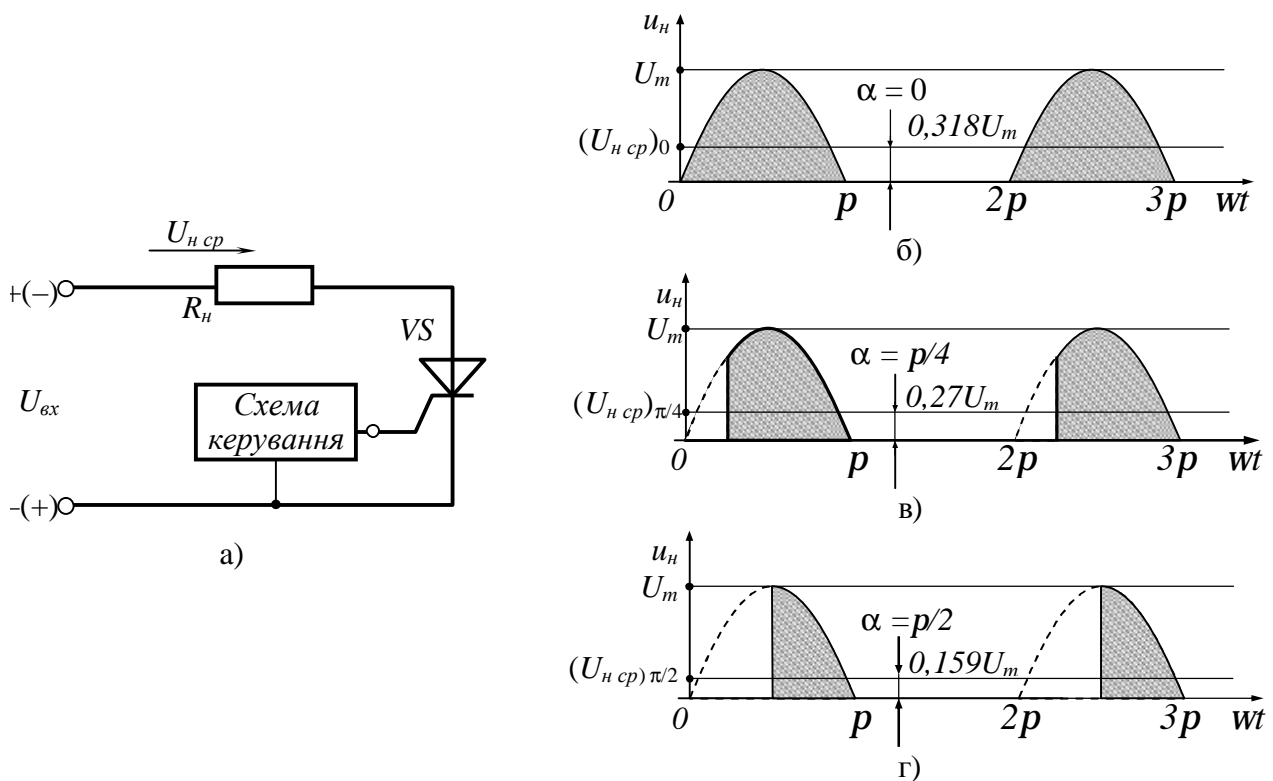


Рис. 14.42. Схема керованого однофазного однопівперіодного випрямляча (а) та часові діаграми, що пояснюють його роботу при різних значеннях кута ввімкнення α (б, в, г)

Схеми керування тиристором повинні формувати керуючі імпульси в задані моменти часу, що відповідають необхідним значенням кута α . При цьому для надійної роботи тиристора необхідні короткочасні імпульси з великою крутістю фронту.

Трифазні керовані випрямлячі – це випрямлячі середньої та великої потужностей. Роботу такою випрямляча розглянемо на прикладі *трифазного випрямляча з нульовим виводом*, схема якого зображена на рис. 14.64, а.

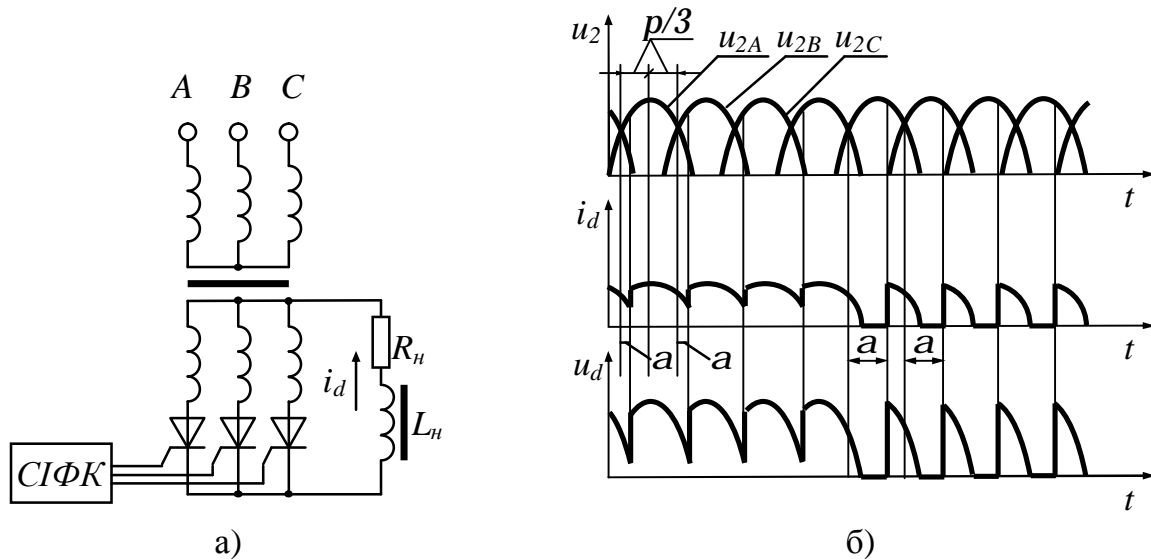


Рис. 14.43. Схема (а) та часові діаграми (б) напруг та струмів трифазного керованого випрямляча з нульовим виходом

Випрямляч звичайно працює на активно-індуктивне навантаження. Тривалість роботи тиристорів визначається кутом a , значення якого задається системою імпульсно-фазового керування (СІФК).

Зміна кута a вбік зменшення чи збільшення приводить до зміни середніх значень випрямленої напруги U_d і струму I_d . Часові діаграми (рис. 14.43, б) показують роботу випрямляча при $L_n = 0$. При куті керування $a < p/6$ випрямлений струм i_n має безупинний характер і кожен тиристор відкритий протягом часу, що відповідає куту $2p/3$. При цьому середнє значення випрямленої напруги для кута $a \neq 0$ визначається за формулою:

$$U_d = U_{d.0} \cos a, \quad (14.42)$$

де $U_{d.0}$ – середнє значення випрямленої напруги при $a = 0$

При куті керування $a > p/6$ у випрямленому струмі i_n з'являються паузи. Тоді середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{d.0} [1 + \cos(p/6 + a)]. \quad (14.43)$$

Вирази (14.42) та (14.43) дозволяють побудувати характеристику керування трифазного випрямляча при $L_n = 0$ (рис. 14.43). З неї видно, що при куті керування $a = 150^\circ$ середнє значення випрямленої напруги дорівнює нулю.

При роботі трифазного випрямляча на навантаження з індуктивністю $L_n = \infty$ тривалість струму через кожен тиристор буде відповідати куту $2p/3$.

Навантажувальний струм буде згладжуватися і мати безупинний характер при кутах $\alpha > p/\delta$. Середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку визначається по формулі (14.42).

Контрольні запитання

1. Перелічіть та охарактеризуйте основні параметри підсилюючих пристроїв.
2. Поясніть призначення елементів каскадної схеми підсилювача.
3. Поясніть принцип дії підсилювального каскаду, ввімкненого за схемою з спільним емітером.
4. Дайте характеристику основним класам посилення підсилювального каскаду, ввімкненого за схемою з спільним емітером.
5. Як створюється режим спокою в каскаді з спільним емітером?
6. Яким чином здійснюється стабілізація режиму спокою?
7. Перелічіть основні показники каскаду з СЕ.
8. Поясніть принцип дії підсилювального каскаду з спільним колектором.
9. Поясніть принцип дії підсилювача потужності класу А та класу В.
10. Чим відрізняється операційний підсилювач від звичайного підсилювача, що виконаний на біполярному транзисторі?
11. Перелічіть переваги передачі інформації у вигляді імпульсів.
12. Якими параметрами характеризується імпульс?
13. Поясніть призначення та особливості електронних схем комутації.
14. Чим режим відсічення відрізняється від режиму насичення біполярного транзистора?
15. Які функції виконує пристрій порівняння аналогових сигналів?
16. Поясніть принцип дії тригера Шмітта
17. Поясніть принцип дії компаратора для порівняння напруг різних знаків.
18. Для якої мети в електронних пристроях застосовують RC - кола?
19. Поясніть принцип дії диференціюючого та інтегруючого кола.
20. Що називають тригером? Як працює тригер на біполярному транзисторі?
21. Що називають генератором електричних коливань?
22. Які існують типи генераторів прямокутної форми? Поясніть їх роботу.
23. Що називають джерелом вторинного електроживлення?
24. Чим обумовлено застосування ДВЖ?
25. З яких функціонально закінчених блоків складається будь-який ДВЖ?
26. Перелічіть основні електричні параметри ДВЖ.
27. Поясніть принцип дії однофазного однопівперіодного випрямляча.
28. Поясніть принцип дії однофазного мостового двопівперіодного випрямляча.
29. Поясніть принцип дії трифазного нульового та мостового випрямлячів.
30. Що називають зовнішньою характеристикою випрямляча?
31. Які існують типи інверторів? У чому їх відмінність?
32. Назвіть області практичного застосування АІ.
33. Які існують способи узгодження рівня напруги?
34. Поясніть, як здійснюється стабілізація миттєвого значення вихідної напруги за допомогою С-фільтра.
35. Яким чином здійснюється стабілізація середнього значення вихідної електричної величини?
36. Які ви знаєте типи стабілізаторів напруги, струму, потужності?
37. Які існують характеристики керованих випрямлячів?
38. Які особливості мають трифазні керовані випрямлячі?

Глава п'ятнадцята
ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

§ 15.1. Системи числення

Для представлення в цифрових пристроях чисел, а також іншої інформації в процесі програмування поряд зі звичною для нас десятковою системою числення широко використовуються інші системи числення (позиційні і непоозиційні). Розглянемо позиційні системи числення. Числа в таких системах числення представляються послідовністю цифр (цифр розрядів), розділених комою на дві групи: групу розрядів, що зображує цілу частину числа, і групу розрядів, що зображує дробову частину числа:

$$\mathbf{K} a_2 a_1 a_0, a_{-1} a_{-2} \mathbf{K}$$

Тут a_0, a_1, \dots позначають цифри нульового, першого і т.д. розрядів цілої частини числа, a_{-1}, a_{-2}, \dots – цифри першого, другого і т.д. розрядів дробової частини числа.

Кожній цифрі розряду приписана вага p^k , де p – підстава системи числення; k – номер розряду, дорівнює індексу при позначеннях цифр розрядів. Тобто будь-яке число можна представити у виді:

$$N = a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + \mathbf{K} + a_0p^0 + a_{-1}p^{-1} + \mathbf{K} + a_{-m+1}p^{-m+1} + a_{-m}p^{-m},$$

де n – число розрядів цілої частини числа, m – число розрядів дробової частини числа.

Для представлення цифр розрядів використовується набір з p різних символів. Для десяткової системи числення $p = 10$, і для запису цифр розрядів використовується набір з десяти символів: 0, 1, 2, ..., 9. При цьому запис $729,324_{10}$ (тут і далі індекс при числі вказує підставу системи числення, у якій представлене число) означає наступну кількість:

$$729,324_{10} = 7 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 9 \cdot 10^0 + 3 \cdot 10^{-1} + 2 \cdot 10^{-2} + 4 \cdot 10^{-3}$$

Використовуючи такий принцип представлення чисел, але вибираючи різні значення підстави p , можна будувати різноманітні системи числення. В цифровій техніці крім десяткової системи числення застосовуються ще три основні системи числення: двійкова, восьмерична і шістнадцятирична система числення.

У двійковій системі числення підстава системи числення $p = 2$. Для запису цифр розрядів потрібно набір із двох символів, у якості яких використовуються 0 та 1. Отже, у двійковій системі числення число представляється послідовністю символів 0 та 1. При цьому запис $11011,101_2$ відповідає в десятковій системі числення наступному числу:

$$11011,101_2 = (1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3})_{10} = 27,625$$

У *восьмеричній системі числення* підстава системи числення $p=8$. Для представлення цифр розрядів використовується вісім символів: $0, 1, 2, \dots, 7$. Наприклад, запису $735,46_8$ у десятичній системі числення відповідає наступне число:

$$735,46_8 = (7 \cdot 8^2 + 3 \cdot 8^1 + 5 \cdot 8^0 + 4 \cdot 8^{-1} + 6 \cdot 8^{-2})_{10} = 477,59375_{10}.$$

У *шістнадцятеричній системі числення* підстава системи числення $p = 16$ і для запису цифр розрядів використовується набір з 16 символів: $0, 1, 2, \dots, 9, A, B, C, D, E, F$. У ньому використовуються 10 арабських цифр, і до необхідних шістнадцяти їх доповнюють шістьма початковими буквами латинського алфавіту. При цьому символу A в десятичній системі числення відповідає 10 , $B - 11$, $C - 12$, $D - 13$, $E - 14$, $F - 15$. Запис $AB9,C2F_{16}$ відповідає наступному числу в десятичній системі числення:

$$AB9,C2F_{16} = (10 \cdot 16^2 + 11 \cdot 16^1 + 9 \cdot 16^0 + 12 \cdot 16^{-1} + 2 \cdot 16^{-2} + 15 \cdot 16^{-3})_{10} = 2745,7615\dots_{10}.$$

Для збереження n -розрядних чисел у цифровій апаратурі необхідно використовувати пристрої, що містять n елементів, кожний з яких запам'ятовує цифру відповідного розряду числа. Найбільш просто здійснюється збереження чисел, представлених у двійковій системі числення. Для запам'ятовування цифри кожного розряду двійкового числа можуть використовуватися пристрої з двома стійкими станами (наприклад, тригери). Одному з цих стійких станів ставиться у відповідність цифра 0 , іншому – цифра 1 .

При збереженні десятичних чисел кожна цифра десятичного числа представляється в двійковій формі. Така форма представлення чисел називається *двійково-кодованою десятичною системою*. Наприклад, число $765,93_{10}$ у двійково-кодованій десятичній системі представляється в наступному виді:

$$765,93 = \underbrace{0111}_7 \underbrace{0110}_6 \underbrace{0101}_5, \underbrace{1001}_9 \underbrace{0011}_{3 \text{ } 2-10}.$$

Незважаючи на зовнішню подібність двійково-кодованого десятичного числа, що містить у розрядах лише цифри 0 і 1 , із двійковим числом, перше не є двійковим. У цьому легко переконатися. Наприклад, якщо цілу частину приведеної вище запису розглядати як двійкове число, то воно при перекладі в десятичну форму означало б 1893_{10} , що не збігається з цілою частиною вихідного числа 765 .

Розглянутий спосіб двійкового представлення (кодування) десятичних цифр використовує так званий *код 8421* (назва коду складена з вагових коефіцієнтів розрядів двійкового числа). Поряд з цим кодом при двійковому кодуванні десятичних цифр використовуються інші коди.

§ 15.2. Форми представлення чисел в цифрових пристроях

Числа в цифрових пристроях можуть представлятися у формі цілих чисел, чисел з фіксованою комою і чисел з комою, що плаває.

Цілі числа. При рішенні задач цілі числа зустрічаються у випадках представлення індексів змінних, підрахунку числа повторень яких-небудь дій і т.д. Для збереження цілих чисел у осередку пам'яті передбачається розподіл розрядів (розрядна сітка), показане на рис. 15.1. Один з n -розрядів приділяється під знак числа, інші розряди приділяються під модуль числа. Звичайно застосовують наступний спосіб кодування знака числа: "+" позначають цифрою 0 у знаковому розряді, "-" – цифрою 1 у знаковому розряді. Модуль числа займає в розрядній сітці її молодші розряди, вільні старші розряди заповнюються нулями. Якщо кількість значущих розрядів модуля числа, перевищує $n-1$, відбувається втрата старших розрядів модуля. Це явище, яке називається *переповненням розрядної сітки*, приводить до помилки в представленні числа.



Рис. 1. Форма представлення цілого числа.

Діапазон модулів чисел, що можуть бути представлені в n -розрядній сітці, від 0 (при цифрі 0 у всіх розрядах модуля) до $\pm 2^n - 1$ (при цифрі 1 у всіх розрядах модуля).

Числа з фіксованою комою. При цій формі кома, що відокремлює цілу частину числа від її дробової частини, фіксується перед старшим розрядом модуля числа (рис. 15.2). Таким чином, значення модуля числа завжди виявляється менше одиниці. Ця умова, шляхом вибору визначених *масштабних коефіцієнтів*, повинна виконуватися для вихідних даних задачі і всіх проміжних результатів обчислень.



Рис. 15.2. Форма представлення числа з фіксованою комою.

При занесенні числа в осередок пам'яті вільні молодші розряди заповнюються нулями, а якщо число значущих розрядів модуля більше $n - 1$, то ті молодші розряди модуля, що не помістилися в розрядній сітці, губляться. Це приводить до погрішності, значення якої менше одиниці молодшого розряду розрядної сітки, тобто $\epsilon_{abc} < 2^{-(n-1)}$. Так, при $n = 16$ $\epsilon_{abc} < 2^{-15}$. Якщо число має цілу частину, то для її збереження в розрядній сітці місця немає, вона губиться, число в розрядній сітці виявляється помилковим.

Перевага представлення чисел у формі з фіксованою комою складається в простоті виконання арифметичних операцій; недоліки – у необхідності вибору масштабних коефіцієнтів і в низькій точності представлення чисел з малими

значеннями модуля (нулі в старших розрядах модуля приводять до зменшення кількості розрядів, зайнятих значущою частиною модуля числа).

Числа з комою, що плаває. Для науково-технічних розрахунків необхідно представляти числа в широкому діапазоні і з досить великою точністю. Зазначеним вимогам відповідають числа з комою, що плаває, (рис. 15.3).

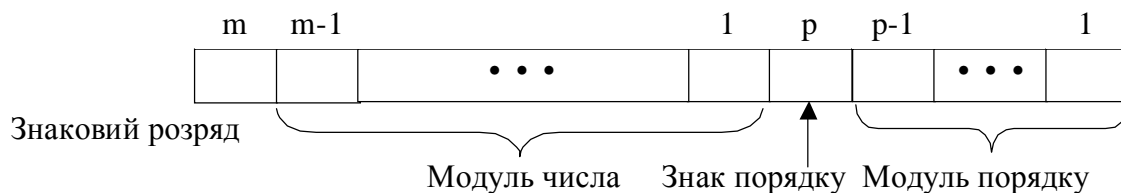


Рис. 15.3. Форма представлення числа з комою, що плаває.

Число складається з *мантиси*, старший розряд якої визначає знак числа, і *порядку* зі знаком. Значення модуля мантиси представляється двійковим дробовим числом, тобто кома фіксується перед старшим розрядом модуля мантиси, порядок представляється цілим числом. Порядок вказує дійсне положення коми в числі. Точність представлення значень залежить від кількості значущих цифр мантиси. Абсолютна погрішність представлення числа $\varepsilon_{abc} < 2^{-(m-1)} \cdot 2^p$. Точність представлення чисел визначається кількістю розрядів, що відводяться в розрядній сітці під мантису.

Десяткові числа. Для кодування десяткових чисел використовуються слова змінної довжини з застосуванням двох видів формату: *упакованого* і *розпакованого*. Кожна десяткова цифра представляється двійковою тетрадою і займає в розрядній сітці чотири розряди. Чотири розряди приділяються і для представлення знака (власне знак представляється молодшим розрядом тетради, в інших розрядах тетради може використовуватися постійна комбінація 110).

При використанні *упакованого формату* кожен байт (8 розрядів двійкового числа) містить дві десяткові цифри (рис. 15.4, а). У *розпакованому форматі* кожен байт містить лише одну десяткову цифру в молодшій тетраді; старша - тетрада, яка називається зоною, заповнюється стандартною комбінацією 1111 (рис. 15.4, б).

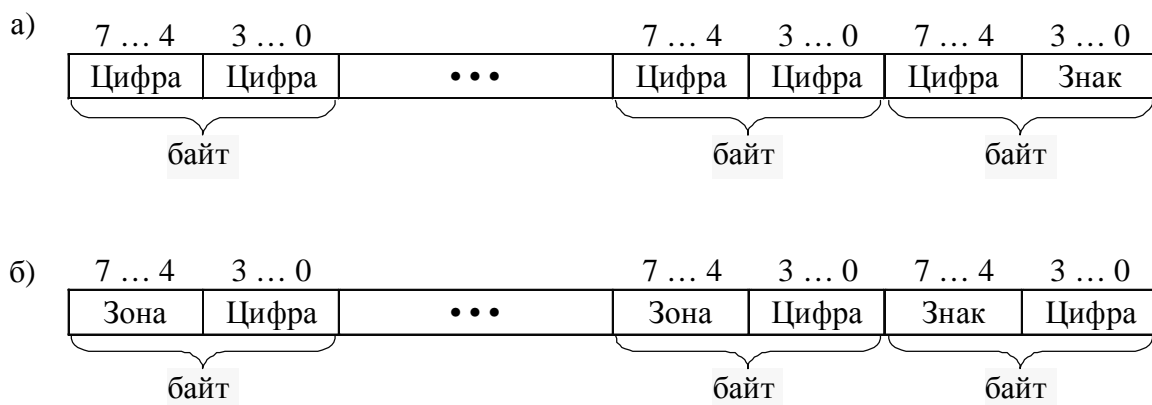


Рис. 15.4. Форми представлення десяткового числа (а) – упакована, (б) – розпакована.

§ 15.3. Логічні функції і логічний пристрій

15.3.1. Логічні функції

При описі роботи пристроїв автоматичного керування, порядку проведення обчислювальних робіт, взаємозв'язку фізичних явищ ми широко користуємося логічними повідомленнями. *Логічними повідомленнями* називаються такі повідомлення, істинність чи хибність яких може бути оцінена однозначно. Для позначення різної інформації – предметів, понять, дій – ми користуємося словами. Наприклад: "Двигун ввімкнений"; "По колу протікає струм короткого замикання"; "Напруга дорівнює 220 В".

Кожне логічне повідомлення може бути замінено математичним еквівалентом, *логічною функцією*. Логічна функція $A=1$, якщо логічне повідомлення дійсне (наприклад, "Двигун ввімкнений", якщо він дійсно ввімкнений) і $A=0$, якщо це повідомлення помилкове (двигун насправді вимкнений). Таким чином, логічні функції на відміну від звичайних функцій приймають тільки два значення: 0 і 1.

Але нам важливі не тільки логічні повідомлення, але і зв'язки між ними. Наприклад, ми говоримо "Двигун ввімкнений, якщо ввімкнений тумблер на пульті оператора і ввімкнене блокування захисту". Для математичного опису зв'язків між логічними повідомленнями і функціями вводять *логічні операції*.

На відміну від звичайного застосування, де запис слів здійснюється за допомогою букв з деякого їхнього набору – алфавітом, у цифровій техніці для тих само цілей користуються *кодовими словами*. Особливість цих слів полягає в тому, що усі вони мають найчастіше однакову довжину (тобто складаються з однієї кількості букв) і для їхньої побудови використовується найпростіший алфавіт із двох букв. Ці букви прийнято позначати символами "0" і "1". Таким чином, кодове слово в цифровій техніці є визначеної довжини послідовність символів 0 та 1, наприклад "10111011". Такими кодовими словами можуть представлятися і числа, у цьому випадку 0 і 1 збігаються за змістом зі звичайними арабськими цифрами. При представленні кодовим словом деякої нечислової інформації, щоб відрізнити символи 0 і 1 від арабських цифр, ці символи називають *логічним нулем* і *логічною одиницею* та позначають *лог. 0* та *лог. 1*.

Якщо довжина кодових слів складає n розрядів, то можна побудувати 2^n різних комбінацій – кодових слів. Наприклад, при $n=3$ можна побудувати $2^3 = 8$ слів: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111.

Інформація, що передається між окремими вузлами (блоками) складного цифрового пристрою, представляється у виді кодових слів. Таким чином, на вході кожного вузла надходять кодові слова, на виході вузла утвориться нове кодове слово, що представляє собою результат обробки вхідних слів. Вихідне слово залежить від того, які слова надходять на вході вузла. Тому можна говорити, що вихідне слово є функція, для якої аргументами є вхідні слова. Для того щоб підкреслити особливість таких функцій, що функція і її аргументи можуть приймати значення лог. 0 і лог. 1, ці функції називають *функціями алгебри логіки*.

Пристрої, призначені для формування функцій алгебри логіки, називаються *логічними пристроями* чи *цифровими пристроями*. Цифрові пристрої (або їхні вузли) можна поділяти на типи по різних ознаках.

За способом введення і виведення кодових слів розрізняють логічні пристрої послідовної, паралельної і змішаної дії. На входи *пристрою послідовної дії* символи кодових слів надходять не одночасно, а послідовно в часі, символ за символом (у так званій послідовній формі). У такій же послідовній формі видається вихідне слово. Приклад такого пристрою показаний на рис. 15.5, а. Як неважко зміркувати, пристрій на рисунку виявляє розбіжність символів на входах, видаючи *лог. 1* при розбіжності і *лог. 0* при збігу символів (при розбіжності вхідних символів, коли $Vx1 = 1$ і $Vx2 = 0$ чи $Vx1 = 0$ і $Vx2 = 1$, на виході пристрою $Vux = 1$, при збігу вхідних символів, коли $Vx1 = 1$ і $Vx2 = 1$ чи $Vx1 = 0$ і $Vx2 = 0$, на виході $Vux = 0$).

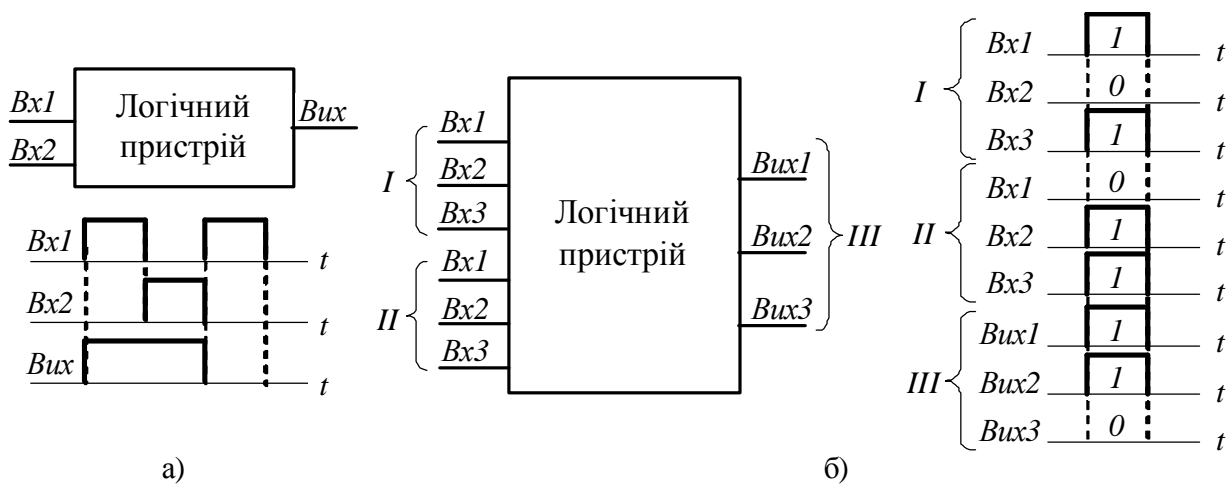


Рис. 15.5. Логічні пристрої: а – послідовної дії, б – паралельної дії

На входи *пристрою паралельної дії* всі n символів кожного вхідного кодового слова подаються одночасно (у так званій паралельній формі). У такій же формі утворюється на виході вихідне слово. При паралельній формі прийому і видачі кодових слів в пристрої необхідно мати для кожного розряду вхідного (вихідного) слова окремий вхід (вихід). Приклад такого пристрою показаний на рис. 15.5, б. Пристрій виконує над розрядами вхідних слів ту ж логічну операцію (виявляючи розбіжність символів відповідних розрядів вхідних слів), що і пристрій, показана на рис. 15.5, а, але в паралельній формі. Входи пристрою розділені на дві групи (I і II), кожна з яких призначена для прийому трирозрядного вхідного кодового слова в паралельній формі. На виходах пристрою також у паралельній формі виходить трирозрядне вихідне слово.

У пристроях *змішаної дії* вхідні і вихідні кодові слова представляються в різних формах. Наприклад, вхідні слова – у послідовній формі, вихідні – у паралельній. Пристрої змішаної дії можуть використовуватися для перетворення кодових слів з однієї форми представлення в іншу (з послідовної форми в паралельну чи навпаки).

За способом функціонування логічні пристрої (і їхні схеми) поділяють на два класи: комбінаційні пристрої (і відповідно комбінаційні схеми) і послідова-

стні пристрої (послідовастні схеми).

У комбінаційному пристрої (він також називається *автоматом без пам'яті*) кожен символ на виході (лог. 0 чи лог. 1) визначається лише символами (лог. 0 чи лог. 1), що діють у даний момент часу на входах пристрою, і не залежить від того, які символи раніше діяли на цих входах. У цьому змісті комбінаційні пристрої позбавлені пам'яті (вони не зберігають зведень про минуле роботи пристрою).

У послідовастних пристроях (або *автоматах з пам'яттю*) вихідний сигнал визначається не тільки набором символів, що діють на входах у даний момент часу, але і внутрішнім станом пристрою, а останнє залежить від того, які набори символів діяли на входах в усі попередні моменти часу в процесі роботи пристрою. Тому можна говорити, що послідовастні пристрої мають пам'ять (вони зберігають зведення про минуле роботи пристрою).

15.3.2. Способи завдання логічних функцій

У класичній математиці для завдання функції звичайно використовуються два способи: аналітичний (запис формулою) і табличний (таблицями значень функції, які приводяться, наприклад, у довідниках). Подібними ж способами можуть задаватися логічні функції.

При табличному способі будується так звана таблиця відповідності, у якій приводяться всі можливі сполучення значень аргументів і відповідні їм значення логічної функції. Так як число таких сполучень звичайно, таблиця відповідності дозволяє визначати значення функції для будь-яких значень аргументів (на відміну від таблиць математичних функцій, що дозволяють задавати значення функції не для всіх, а лише для деяких значень аргументів).

Таблиця відповідності для логічних функцій одного аргументу приведена в табл. 15.1. Існують всього чотири функції одного аргументу.

Таблиця 15.1

Приклад таблиці відповідності

Аргумент x	Функції			
	$f_0(x)$	$f_1(x)$	$f_2(x)$	$f_3(x)$
0	0	0	1	1
1	0	1	0	1

Якщо число аргументів функції дорівнює n , то число різних з'єднань (наборів) значень аргументів складає 2^n , а число різних функцій n аргументів 2^{2^n} . Так, при $n = 2$ число наборів значень аргументів дорівнює $2^2 = 4$, число функцій $2^4 = 16$.

Можливий і аналітичний спосіб запису логічної функції. В звичайній математиці аналітичний спосіб представлення функції припускає запис функції у виді математичного виразу, у якому аргументи функції зв'язуються визначеними математичними операціями. Подібно цьому аналітичний спосіб задачі логі-

чної функції передбачає запис функції у формі логічного вираження, що показує, як й у якій послідовності повинні виконуватися логічні операції над аргументами функції.

У табл. 15.2 приведений перелік логічних операцій, що використовуються при записі логічних виражень. Надалі функції одного і двох аргументів називаються елементарними *логічними функціями*.

Таблиця 15.2

Логічні операції, що використовуються при записі логічних виражень

Позначення логічних операцій		Таблиця відповідності					Як читається	Назва операції
		x_1	0	0	1	1		
Основне	Додаткове	x_2	0	1	0	1		
$x_1 \wedge x_2$	$x_1 x_2$; $x_1 \cdot x_2$;	$x_1 \cdot x_2$	0	0	0	1	x_1 і x_2	Кон'юнкція; логічне І; логічний добуток
$x_1 \vee x_2$	$x_1 + x_2$	$x_1 \vee x_2$	0	1	1	1	x_1 чи x_2	Диз'юнкція; логічне АБО; логічна сума
$x_1 \rightarrow x_2$	$x_1 \supset x_2$	$x_1 \rightarrow x_2$	1	1	0	1	Якщо x_1 , то x_2 ; x_1 , імплікує x_2	Імплікація
$x_1 \equiv x_2$	$x_1 \leftrightarrow x_2$	$x_1 \equiv x_2$	1	0	0	1	x_1 еквівалентно x_2	Еквівалентність; рівнозначність
$x_1 \oplus x_2$	–	$x_1 \oplus x_2$	0	1	1	0	Або x_1 або x_2 ; x_1 нееквівалентно x_2	Сума по модулі; нерівнозначність; АБО, що виключає
$x_1 D x_2$	–	$x_1 D x_2$	0	0	1	0	x_1 заборона по x_2 ; x_1 , але не x_2	Заборона; заперечення імплікації
$x_1 x_2$	–	$x_1 x_2$	1	1	1	0	x_1 і x_2 не спільні	Логічне І-НІ; елемент (штрих) Шеффера; заперечення кон'юнкції
$x_1 \downarrow x_2$	–	$x_1 \downarrow x_2$	1	0	0	0	ні x_1 ні x_2	Логічне АБО-НІ; стрілка Пірса; функція Вебба; заперечення диз'юнкції
\bar{x}	–	x	0		1		ні x	Логічне НІ; інверсія; логічне заперечення
		\bar{x}	1		0			

15.3.2. Властивості логічних операцій кон'юнкції, диз'юнкції та інверсії

Кон'юнкція змінних x_1 і x_2 дорівнює *лог. 1* у тому випадку, коли і x_1 і x_2 рівні *лог. 1* (звідси виникла назва операції *логічне "І"*). Диз'юнкція змінних x_1 і x_2 дорівнює *лог. 1*, якщо чи x_1 чи x_2 дорівнює *лог. 1* (звідси назва операції *логічне "АБО"*). У тих випадках, коли число змінних більше двох, кон'юнкція їх дорівнює *лог. 1* при рівності *лог. 1* усіх змінних; диз'юнкція дорівнює *лог. 1*, якщо хоча б одна з змінних має значення *лог. 1*.

У математиці встановлений визначений порядок виконання операцій у складному вираженні. Наприклад, у вираженні $x_1 + x_2 x_3$ спочатку виконується операція множення, а потім операція додавання. Якщо потрібно змінити цей порядок, використовуються дужки. Подібно цьому і для складного логічного вираження установлений визначений порядок виконання операцій: спочатку виконуються операції інверсії, потім операції кон'юнкції й в останню чергу операції диз'юнкції. В алгебрі логіки справедливі сполучний, перемістний та розподільний закони:

$$\text{сполучний закон} \quad \begin{cases} x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3; \\ x_1 \vee (x_2 \vee x_3) = (x_1 \vee x_2) \vee x_3; \end{cases}$$

$$\text{перемістний закон} \quad \begin{cases} x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1; \\ x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1; \end{cases}$$

$$\text{розподільний закон} \quad \begin{cases} x_1 \cdot (x_2 \vee x_3) = x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3 \\ x_1 \vee (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3) \end{cases}$$

Операції кон'юнкції і диз'юнкції володіють рядом властивостей:

$$1 \cdot x = x; \quad 1 \vee x = 1; \quad x \cdot x = x; \quad x \vee x = x;$$

$$0 \cdot x = 0; \quad 0 \vee x = x; \quad x \cdot \bar{x} = 0; \quad x \vee \bar{x} = 1;$$

$$\bar{\bar{x}} = x.$$

Для операцій кон'юнкції і диз'юнкції справедливі так звані *формули де Моргана*:

$$\overline{x_1 \vee x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2, \quad \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2.$$

15.4. Логічні елементи

Логічні функції і їхні аргументи приймають значення *лог. 0* і *лог. 1*. При цьому варто мати на увазі, що в пристроях логічним рівням (*лог. 0* і *лог. 1*) відповідають напруги визначеного рівня (чи форми). Найбільше часто зустрічається так називаний *потенційний спосіб* представлення логічних рівнів. У цьому випадку використовується напруга двох рівнів (рис. 15.6, а, б): високий (за значенням модуля) рівень відповідає лог. 1 (*рівень лог. 1*), низький рівень – лог. 0 (*рівень лог. 0*). Такий спосіб представлення логічних величин називається *позитивною логікою* (рис. 15.6, а). Відносно рідко застосовується так звана *нега-*

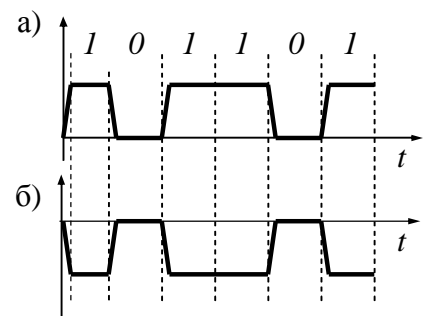
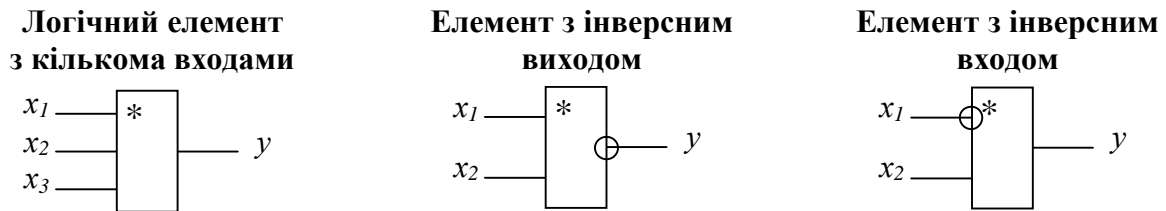


Рис. 15.6. Потенційний спосіб представлення логічних рівнів:
(а) – позитивна
(б) – негативна логіка

тивна логіка, при якій лог. 1 відповідає низький рівень напруги, а лог. 0 – високий рівень (рис. 15.6, б). Надалі будемо користатися тільки позитивною логікою.

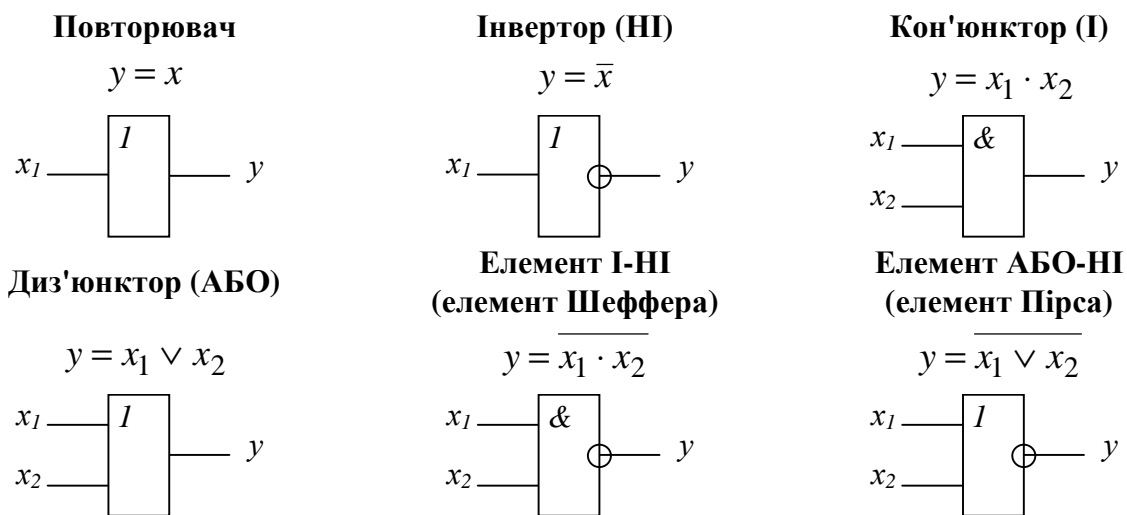
Позначення логічних елементів у схемах

Загальний принцип позначення логічних елементів



Тут * – показчик функції, яку виконує логічний елемент.

Позначення елементів, що реалізують логічні функції



15.4.3. Типи логічних мікросхем

В даний час логічні елементи виконуються у виді інтегральних (так званих *логічних*) мікросхем. Логічні ІС випускаються промисловістю у виді серій (наборів) елементів, що забезпечують виконання безліч логічних функцій, при цьому забезпечують гарні умови узгодження виходу логічної ІС із входом інший логічний ІС тієї ж серії. В основу кожної серії кладеться схемне рішення основного логічного елемента, на основі якого створюються більш складні схеми. У якості основних найчастіше вибираються елементи АБО-НІ і особливо І-НІ.

По виду застосовуваної елементної бази в мікросхемах розрізняють типи логіки. Найбільше поширення одержали *ТТЛ* (*Транзистор-транзисторна логіка*) і *КМОН-логіка* (*польові транзистори МОН-типу з індукованим каналом*). Для мікросхем з різним типом логіки величина напруги, що відповідає логічній одиниці чи логічному нулю, розрізняється. Так, для елементів із ТТЛ-логікою напруга високого рівня – не менш 2.4 В, а напруга низького рівня – від 0 до 0.4 В. Для елементів із МОН-логікою напруга високого рівня – більше 8.6 В, а напруга низького рівня – від 0.02 до 0.05 В.

Логічний елемент транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ). На рис. 15.7 приведено схему ТТЛ-елемента І-НІ. Операція І реалізується тут багатомітерним транзистором $VT1$, а транзистор $VT2$ служить як інвертор. Багатомітерні транзистори легко реалізуються в інтегральній технології і є основою ТТЛ-елементів. Якщо на всіх входах (емітерах транзистора $VT1$) діє сигнал "1" (високий потенціал), то всі переходи емітер – база транзистора $VT1$ закриті. Потенціал бази транзистора $VT2$ близький до нуля, а перехід колектор – база транзистора $VT1$ відкритий прикладеною у прямому напрямку напругою джерела $+E$. Струм колекторного переходу транзистора $VT1$ проходить через перехід емітер – база транзистора переводячи його в режим насичення, а на виході (на колекторі) з'являється сигнал "0" (низький потенціал). Якщо на одному з входів з'явиться сигнал "0" то відповідний перехід емітер – база транзистора $VT1$ відкриється і його базовий струм перекинеться з колекторного кола в емітерне коло. У результаті транзистор $VT2$ відкриється і на його виході (на колекторі – точка b на рис. 15.7) з'явиться високий потенціал "1". Таким чином, сигнал "0" може бути на виході тільки при сигналах "1" на усіх входах, що відповідає операції І-НІ. Транзистор $VT3$ виконує функції емітерного повторювача з навантаженням у виді транзистора $VT4$. Завдяки низькому потенціалу колектора транзистора $VT2$, при сигналах "1" на усіх входах транзистора $VT1$ (точка b), транзистор $VT3$ закритий. При впливі сигналу "0" хоча б на один із входів транзистор $VT2$ закривається, а транзистор $VT3$ відкривається через підвищення потенціалу точки b і працює як емітерний повторювач. Діод VD служить для забезпечення режиму зсуву транзистора $VT3$, тобто для того, щоб цей транзистор був закритий при насиченому транзисторі $VT2$. Пряма напруга на діоді VD складає близько 0,5 В і служить для запирання транзистора $VT3$. Ця напруга створюється навіть при дуже малих (порядку мікроамперів) струмах закритого транзистора $VT3$.

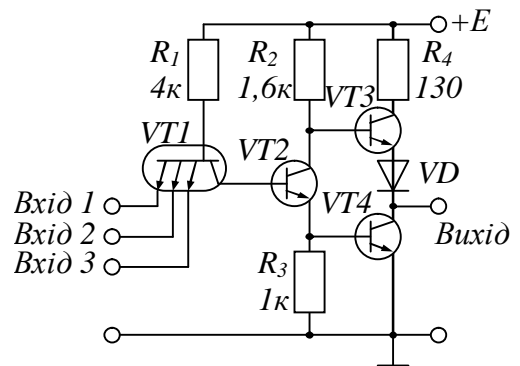


Рис. 15.7. Схема ТТЛ-елемента І-НІ

К-МОН-логіка. В основі цього типу логічних схем лежить використання польових транзисторів МОН-типу з індуктованим каналом. Високий вхідний опір польових транзисторів дозволяє зменшити споживання потужності від джерела логічного сигналу. Вартість К-МОН-схем низька, логічний елемент займає на поверхні кремнію малу площу, що дозволяє використовувати його в ІС з високим коефіцієнтом інтеграції. По швидкодії К-МОН-логіка уступає схемам ТТЛ-типа.

Використання польових транзисторів з різними типами провідності (канали p - і n -типів) дозволяє до межі знизити потужність, споживану від джерела живлення, що особливо привабливо в переносній апаратурі, що живиться від малопотужних батарей.

Схема тривходового елемента АБО-НІ на комплекті польових транзисторів різного типу провідності наведена на рис. 15.8. При сигналах "0" на вході

транзистори $VT1-VT3$ закриті, а транзистори $VT4-VT6$ відкриті, за рахунок цього ЕРС на виході близька до $+E$ (сигнал "1"). Струм від джерела живлення практично не споживається, тому що замкнені транзистори $VT1-VT3$.

При подачі "1" на один із входів (наприклад, на затвори $VT1$ і $VT4$) транзистор $VT1$ відкривається, а транзистор $VT4$ заціпається, у результаті на виході є низька напруга відкритого транзистора $VT1$ (сигнал "0"). Струм від джерела живлення практично не споживається, тому що замкнений один із транзисторів $VT4-VT6$.

Крім елементів із ТТЛ і МНД-логікою одержали поширення елементи з підвищеною швидкодією – елементи на транзисторах з діодами Шотки – (ТТЛШ-логіка), діодно-транзисторна логіка (ДТЛ-логіка), інтегрально-інжекційна логіка (I^2L -логіка) і елементи з емітерно-зв'язаною логікою (ЕЗЛ-логіка). Недоліками цих елементів є велика вартість, велика споживана потужність і нагрів елементів при їхній роботі; у схемах з ЕЗЛ-логікою – низька завадостійкість.

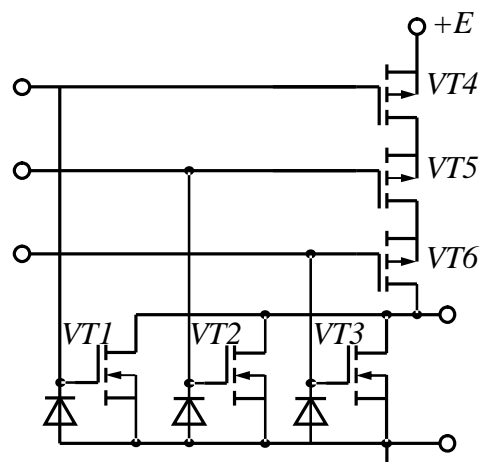


Рис. 15.8. Логічний елемент К-МОН-логіки

15.4.2. Основні параметри логічних елементів

Названими елементами не вичерпуються типи логічних схем, з'являються нові прилади, удосконалюються відомі схемні рішення. Однак цей процес не змінює підходу до проектування цифрових і логічних вузлів. Розроблювач апаратури на ІС не займається аналізом фізичних процесів у схемі. В переважній більшості випадків досить грамотно використовувати параметри ІС, що приводяться в довідковій літературі, при цьому внутрішній пристрій логічного елемента може не розглядатися.

Логічні елементи характеризуються багатьма параметрами. Серед них наступні параметри можуть вважатися основними.

Коефіцієнт об'єднання по входу визначає число входів елемента, призначених для подачі логічних змінних. Елемент з великим коефіцієнтом об'єднання по входу має більш широкі функціональні можливості.

Навантажувальна здатність (або *коефіцієнт розгалуження по виходу*) визначає число входів аналогічних елементів, які можуть бути підключені до виходу даного елемента. Чим вище навантажувальна здатність елементів, тим менше число елементів може знадобитися при побудові цифрового пристрою.

Швидкодія логічного елемента є одним з найважливіших його параметрів. Вона оцінюється *затримкою поширення сигналу* від входу до виходу елемента. Цей параметр використовується при розрахунку затримки поширення сигналів у складних логічних схемах.

Завадостійкість визначається максимальним значенням перешкоди, що не викликає порушення роботи елемента.

У таблиці 15.3 наведені основні параметри логічних елементів різних типів.

Таблиця 15.3

Основні параметри логічних елементів різних типів

Тип елемента	Напруга живлення, В	Потужність, що споживається одним елементом, мВт	Час затримки розповсюдження, нс	Коефіцієнт розгалуження по виходу
ДТЛ	5	9	25	7
ТТЛ	5	10	10	10
n-МОН	5	0,5	30	20
p-МОН	+5; -12	0,5	100	20
КМОН	5 – 15	0,3 – 3 мкВт/кГц	90 – 30	50
ЕЗЛ	-5,2	25	2	10
I ² Л	1	0,001 – 0,1	1000 – 10	3

На відміну від схем, розглянутих у гл. 14, у цифрових і логічних пристроях нас цікавлять не фізичні параметри електричних імпульсів, а лише їхнє логічне значення, тобто наявність потенціалу ($A=1$) чи його відсутність ($A=0$). Ця особливість обумовлює специфіку методів аналізу і синтезу логічних і цифрових пристроїв, заснованих на логічній алгебрі. Тому при вивчення цифрових пристроїв оперують поняттями, що часом дуже далеко відстоять від електротехнічних. Однак не варто забувати, що мова йде про електричні кола з напівпровідниковими елементами й основні положення, розглянуті гл. 13, зберігають свою силу і при роботі цифрових і логічних пристроїв.

Логічні елементи є базою, на основі якої формуються і будуються всі цифрові пристрої. Логічних елементів, що працюють як самостійні цифрові мікросхеми малого ступеня інтеграції і як компоненти мікросхем більш високого ступеня інтеграції, можна нарахувати кілька десятків.

§ 15.5. Елементи пам'яті на тригерах

15.5.1. Визначення, призначення і класифікація тригерів

Як було зазначено вище (див. § 14.4) тригерами називають електронні пристрої які мають два стани стійкої рівноваги і здатні стрибком переходити з одного стану в інший під дією зовнішнього керуючого сигналу. Для переходу тригера з одного стійкого стану в інший треба, щоб вихідний сигнал переважував деяке порогове значення.

У сучасній електроніці тригери виконуються, як правило, у вигляді мікросхем, побудованих на основі логічних елементів. Тригерний пристрій має два вихідних сигнали. При цьому один вихідний сигнал Q (прямий вихід) має значення, тотожне стану тригера в момент часу, що розглядається, а другий вихідний сигнал \bar{Q} (інверсний вихід) – значення, протилежне значенню першого вихідного сигналу.

На практиці для опису принципу функціонування тригерів широко використовують таблиці відповідності та часові діаграми.

Прийнято позначати колишній стан тригера через Q_n або $Q(t)$, а новий – через Q_{n+1} або $Q(t+1)$ відповідно.

Для характеристики стану виходів і входів у таблиці відповідності приймаються такі позначення:

- 1 або 0, якщо сигнал на відповідному вході або виході має значення, яке порівнюється з логічною одиницею або логічним нулем;
- н/с – при невизначеному стані тригера, тобто коли тригер може знаходитись із рівною ймовірністю або в стані "1", або в стані "0";
- х, якщо байдуже, який сигнал (1 або 0) діє на вході тригера;
- 0/1, якщо тригер спрацьовує при перепаді вхідного сигналу від 0 до 1;
- 1/0, якщо тригер спрацьовує при перепаді вхідного сигналу від 1 до 0.

Зараз промисловістю випускається багато типів тригерів, які використовуються при побудові будь-яких пристроїв, наприклад, регістрів, лічильників, суматорів, запам'ятовуючих пристроїв тощо.

Класифікація тригерів. Для полегшення орієнтування у великій різноманітності типів тригерів їх систематизують за певними ознаками. Головними і найзагальнішими класифікаційними ознаками є функціональний спосіб і спосіб керування. Можна зазначити такі функціональні типи тригерів, які найчастіше зустрічаються на практиці:

- З роздільним встановленням станів "0" та "1" (*RS-тригери*). Тут *S* (*Set* – встановлення) – вхід для роздільного встановлення тригера в стан "1" ($Q = 1$, $\bar{Q} = 0$); *R* (*Reset* – скидання) – вхід для роздільного встановлення тригера в стан "0" ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$).

- З лічильним входом (*T-тригери*). Тут *T* (*Toggle* – релаксатор) – лічильний вхід тригера.

- Універсальні з роздільним встановленням станів "0" і "1" (*JK-тригери*). Тут *J* (*Jerk* – раптове ввімкнення) – вхід для роздільного встановлення тригера в стан "1", *K* (*Kill* – раптове відімкнення) – вхід для роздільного встановлення тригера в стан "0".

- З прийманням інформації по одному входу (*D-тригери*). Тут *D* (*Delay* – затримка, *Drive* – передача) – інформаційний вхід для встановлення тригера в стан "0" або "1".

- Комбіновані (наприклад, *RST*-, *JKRS*-, *DRS-тригери*, тощо).

- Зі складною вхідною логікою (наприклад, коли декілька ідентичних входів зв'язані в групі операцій І чи АБО).

Класифікація за способом запису інформації характеризує часову діаграму роботи тригерів, тобто визначає хід процесу запису інформації в тригер. При цьому тригери розділяють на дві групи: *асинхронні* та *синхронні*.

Перевага синхронних тригерів полягає в тому, що вони дозволяють усувати вплив розходжень у значенні затримок у поширенні сигналу в окремих елементах схеми. При цьому забезпечується одночасний прийом сигналів різними частинами схеми в задані тимчасові відрізки.

За способом синхронізації розрізняють тригери синхронні зі статичним

керуванням записом і синхронні з динамічним керуванням записом. У синхронних тригерах зі статичним керуванням записом тактовий імпульс починає впливати тільки тоді, коли його рівень або зростає до рівня "1", або зменшується до рівня "0" залежно від елементної бази, на якій виконується тригер.

Тригери з динамічним керуванням залежно від схеми виконання реагують перепади напруги від "0" до "1" (активний фронт) або від "1" до "0" (активний зріз) керуючого імпульсу, тобто перемикання тригера в новий стан відбувається тільки в момент часу, який збігається або зі зростанням, або зі спадом фронту синхроімпульсу.

Розглянемо будову та принцип дії основних тригерів.

15.5.2. Асинхронні RS-тригери.

RS (або SR)-тригери є найпростішим типом тригерів. Як самостійні пристрої RS-тригери мають обмежене застосування, але вони є базовими схемами всіх більш складних пристроїв. Прикладом самостійного використання асинхронних RS-тригерів може бути використання їх як елементарних осередків пам'яті в оперативних запам'ятовуючих пристроях (ОЗП) статичного типу. Виконуються такі ОЗП у вигляді самостійних виробів або функціональних вузлів мікросхем підвищеного рівня інтеграції.

Існують два типи асинхронних тригерів: RS-тригер із прямими входами і RS-тригер з інверсними входами.

Логічна структура RS-тригера з прямими входами представлена на рис. 15.9, а. Тригер побудований на двох логічних елементах АБО-НІ, зв'язаних таким чином, що вихід кожного елемента підключений до одного з входів іншого. Таке з'єднання елементів у пристрої забезпечує два стійких стани (табл. 15.4). При відсутності на входах R і S активного рівня тригер зберігає поточний стан. Активний сигнал $R = 1$ встановлює тригер у стан 0, а сигнал $R = 1$ – у стан 1.

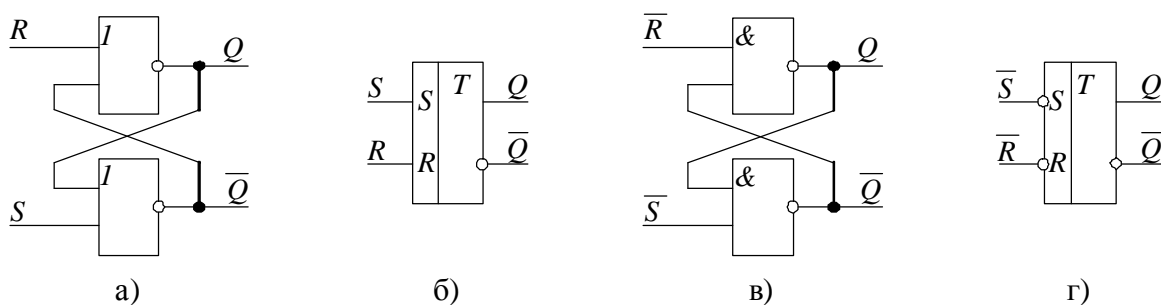


Рис. 15.9. Асинхронний RS-тригер із прямими входами (а – логічна схема, б – умовне графічне зображення), з інверсними входами (в – логічна схема, г – умовне графічне зображення)

Цей тригер має чотири різні режими роботи. Кожний режим роботи визначається своїм значенням інформаційних сигналів, які діють на входах R і S. Таблицю відповідності для схеми тригера, яка подана на рис. 15.9, а, з назвою режимів, що відповідають кожному з станів, наведено в табл. 15.4.

Таблиця відповідності для RS-тригера виконаного на елементах АБО-НІ

t_n		T_{n+1}	Режим роботи
R_n	S_n	Q_{n+1}	
0	0	Q^n	Зберігання
0	1	1	Встановлення "1"
1	0	0	Встановлення "1"
1	1	н/с	Заборонено

Логічна структура *RS-тригера з інверсними входами* приведена на рис. 15.9, в. Відмінність від логічної структури розглянутого вище RS-тригера з прямими входами складається лише в тому, що тут використані логічні елементи І-НІ. При цьому активним логічним рівнем на входах є лог. "0", пасивним – лог. "1". Для того щоб активними були, як і в попередньому тригері, входні сигнали $S=1$ і $R=1$, вважають, що на входи подаються інверсії S і R . Тоді при $S=1$ (чи $R=1$) отримано $S=0$ (чи $R=0$) і на вході тригера буде діяти активний рівень лог. "0". Інша зручність такого позначення входніх величин полягає в тому, що тригер з інверсними входами описується тією же таблицею станів (табл. 15.4), що і тригер із прямими входами.

15.5.3. Синхронні RS-тригери.

RS-тригери, що синхронізуються (тактуються), мають на кожному вході додаткові схеми збігу імпульсу синхронізації C з інформаційними сигналами скидання і встановлення. За відсутності імпульсу синхронізації схеми керування сигнал, який ізолює стан тригерів від будь-яких змін у колах інформаційних сигналів. Таким чином, інформація, яка надходить на входи R і S , може бути переданою власне на тригер тільки при надходженні імпульсу синхронізації.

Схеми однокантних синхронних RS-тригерів на елементах АБО-НІ та І-НІ подано на рис. 15.10. Після встановлення необхідних для заданих режимів роботи тригера входніх інформаційних сигналів здійснюється перемикання тригера в новий стан у момент подачі на вхід C низького потенціалу (для схеми рис. 15.10, а) або в момент подачі на вхід C високого потенціалу (для схеми рис. 15.10, в).

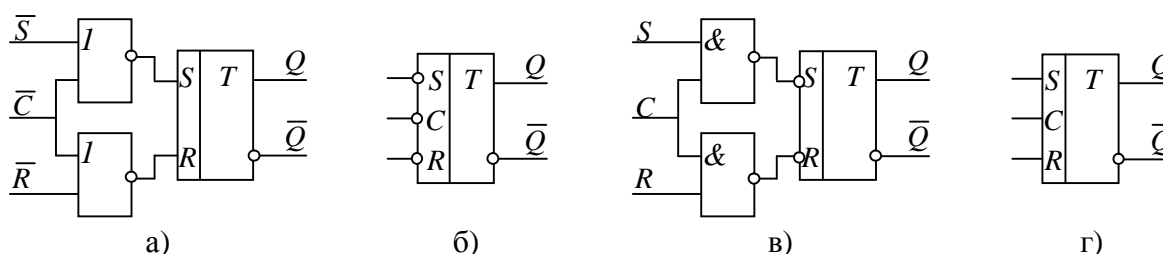


Рис. 15.10. Функціональні схеми (а, в) синхронних RS-тригерів та їх умовні графічні зображення (б, г)

На графіках (рис. 15.11) показано залежність виходу Q тригера, зображеного на рис. 15.10, в, при подачі на його інформаційні входи сигналів.

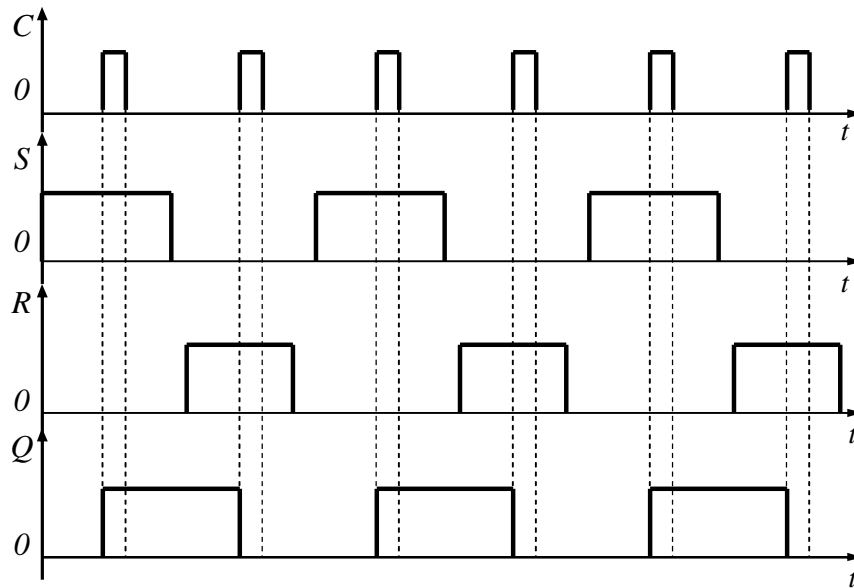


Рис. 15.11. Часова діаграма роботи синхронного RS-тригера

15.5.4. Т-триггер (рахунковий тригер).

Т-тригери реалізують операцію підсумовування за модулем 2 сигналу стану тригера Q_n і вхідного сигналу T_{n+1} :

$$Q_{n+1} = Q_n \oplus T_{n+1}.$$

Найпростішу схему Т-тригера, який не синхронізується, та часові діаграми, що пояснюють принцип його роботи подано на рис. 15.12, в.

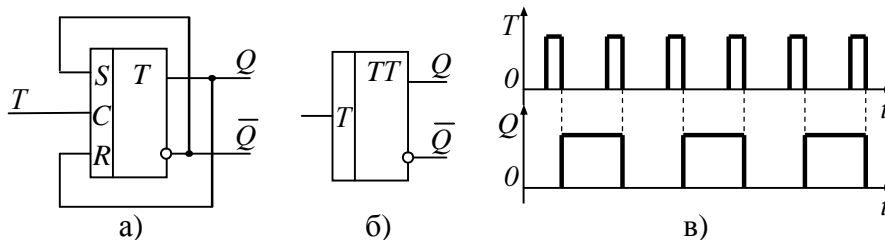


Рис. 15.12. Будова Т-тригера, що не синхронізується (а), умовне графічне зображення (б) та часові діаграми, що пояснюють принцип його роботи

У цій схемі надходження сигналу $T=1$ приводить до запису в двоступінчастий RS-тригер стану, протилежного тому, що зберігався раніше. Оскільки тригер двоступінчастий, то на його виході сигнал змінюється тільки після завершення дії сигналу T , що виключає виникнення генерації в схемі зі зворотним зв'язком. Це одна з переваг двоступінчастих тригерів. Зміна стану Т-тригера, який розглядається, відбувається при зніманні сигналу $T=1$ незалежно від його тривалості, тобто при його перепаді 1/0. Частота повторення вихідного сигналу вдвічі менше частоти вхідного сигналу. Тобто Т-тригер поділяє частоту імпульсів на два. Рахункові тригери широко застосовуються в лічильниках, розподільниках і дільниках частоти, а також у різних перемикачах. Рахунковий Т-тригер має єдиний тактовий вхід, що позначається T (рис. 15.12, а, б).

15.5.5. D-тригер.

Цей тригер має лише один інформаційний вхід D . Вхід C – керуючий і служить для подачі синхронізуючого сигналу. Функція D-тригера полягає в тому, що стан на його виході протягом даної тактової дії відображається інформація, яка надійшла на його інформаційний вхід до початку такту. Саме в збереженні протягом періоду проходження синхросигналів на виході D-тригера інформації, яка надійшла на його D-вхід, у момент часу, що передує даному такту, полягає значення затримки інформаційних сигналів у таких тригерах. Звідси виходить, що D-тригер має бути лише таким, що синхронізується. Крім того, у загальному випадку вихідний сигнал D-тригера є зсунутою у часі копією сигналу, який подається на його D-вхід. Проте, D-тригер не можна використовувати як елемент затримки сигналів у загальноприйнятому значенні на період проходження синхроімпульсів. D-тригер може діяти як пам'ять прийнятої інформації. Схему синхронного одноступінчатого D-тригера зі статичним керуванням наведено на рис. 15.13, а, б.

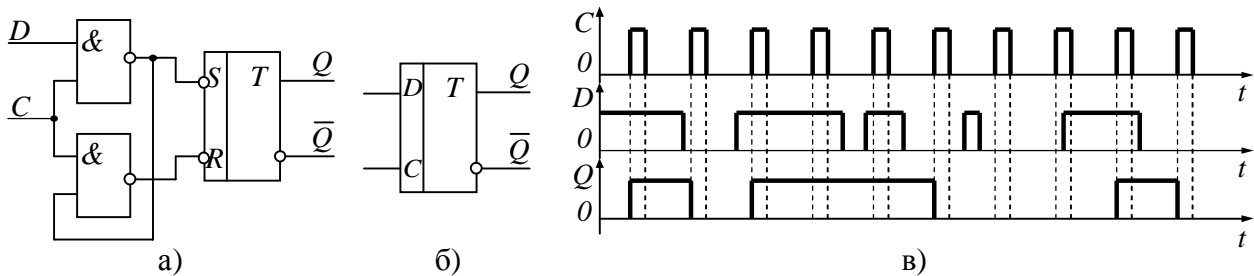


Рис. 15.13. Функціональна схема синхронного одноступінчатого D-тригера (а), його умовне графічне позначення (б) і часові діаграми роботи (в)

З часової діаграми (рис. 15.13, в) видно, що якщо на вході D сигнал високого рівня, тригер по фронті тактового імпульсу на вході C встановлюється в одиничний стан, а якщо низького – то в нульовий. На зріз синхронізуючих імпульсів D-тригер не реагує. Якщо інформаційний сигнал D набуває одиничного або нульового значення в проміжках часу між синхроімпульсами, то вони не сприймаються тригером, тому що при $C=0$ в тригері забезпечується режим збереження інформації.

Кожен стан тригера, що змінився, означає запис у його пам'ять прийнятої інформації, що може бути передана для розшифровки іншому логічному пристрою цифрової техніки.

Варіант побудови двоступінчатого D-тригера показано на рис. 15.14. На відміну від розглянутої схеми одноступінчатого тригера (див. рис. 15.13), у двоступінчастому D-тригері одинична або нульова інформація по входу D передається на вихід тригера в момент часу, який збігається з зрізом синхроімпульсу.

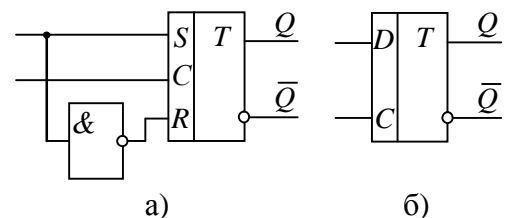


Рис. 15.14. Функціональна схема двоступінчатого D-тригера (а) і його умовне графічне позначення (б)

15.5.6. Універсальні тригери

При створенні цифрових пристроїв різного призначення можуть бути потрібними тригери всіх розглянутих вище трьох типів, тому зручно виготовити один тип універсального тригера, який можна було б використовувати як RS-, T- та D-тригер. Існують два основні типи універсальних тригерів: JK- і DV-тригери.

JK-тригери. Тригери цього типу відрізняються від RS-тригерів тим, що при значеннях вхідної інформації, забороненої для RS-тригерів ($R=S=1$), вони інвертують інформацію, яка зберігається в них. Функція переходів JK-тригера при зміні вхідних сигналів задається узагальненою відносно входів таблицею переходів. Якщо на входах R і S RS-тригера поставлені схеми збігу, які керуються виходами тригера Q і \bar{Q} та вхідними сигналами K і J , то така схема й утворює JK-тригер.

Перехід даного тригера до нового стану здійснюється в моменти часу, які збігаються із заднім фронтом синхроімпульсів (рис. 15.15). Як видно з часових діаграм, у моменти часу коли $J=K=1$ по задньому фронту синхроімпульсів здійснюється перехід JK-тригера в протилежний стан. Зміна стану тригера відбувається при зміні сигналу на вході C з одиничного значення в нульове. Тобто сигнал на вході J включає тригер: при $J=1$ встановлюється $Q_{n+1} = 1$. Сигнал на вході K виключає тригер: при $K = 1$ встановлюється $Q_{n+1} = 0$.

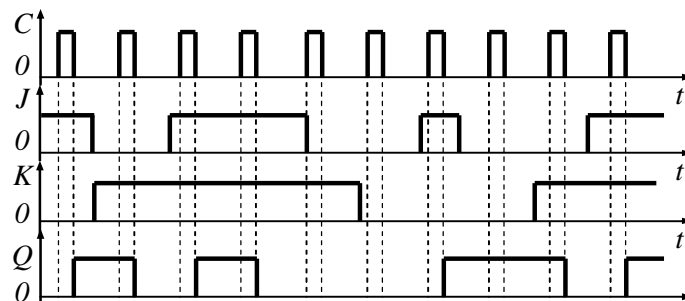


Рис. 15.15. Часові діаграми роботи JKтригера

При вхідному сигналі $J = K = 1$ початковий стан тригера змінюється на протилежний, що відрізняє його від RS-тригера, де аналогічна комбінація сигналів заборонена. Тобто, якщо тригер знаходиться в одиничному стані, а на його входах діють сигнали $J=K=1$, то тригер перейде в нульовий стан у момент зміни одиничного значення сигналу C на нульове. Якщо ж тригер знаходиться в нульовому стані, то при дії $J=K=1$ він перейде в одиничний стан при зміні одиничного значення синхросигналу на нульове (рис. 15.15).

У справедливості наведених графіків можна впевнитись, якщо відповідні значення вхідних сигналів подати на входи функціональної схеми JK-тригера (рис. 15.16). На практиці часто виникає потреба встановлювати тригери у вихідний нульовий або одиничний стан окремими вхідними сигналами. Для цього в схемах передбачаються спеціальні кола "Встановлення 1", "Встановлення 0".

JK-тригер має універсальні властивості. Його можна використовувати як

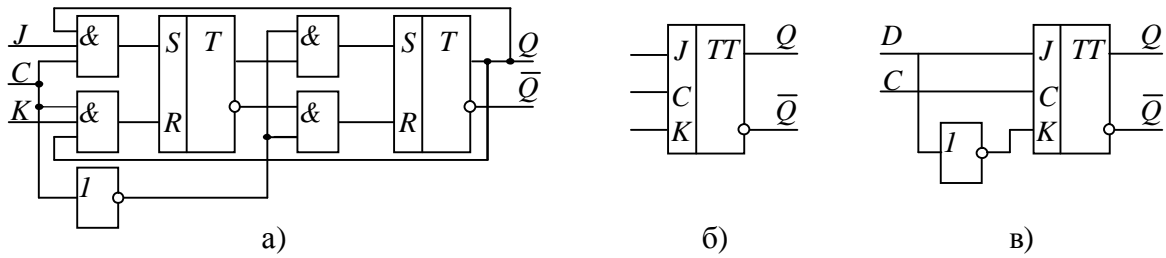


Рис. 15.16. Функціональна схема асинхронного двоступінчастого JK-тригера (а) та його умовне графічне позначення (б); виконання D-тригера на базі JK-тригера (в)

RS-, D-, T-тригери. T-тригер отримують шляхом з'єднання входів J, K , а D-тригер можна одержати шляхом побудови схеми наведеної на рис. 15.16, в.

DV-тригери. Іншими представниками універсальних тригерів є DV-тригери, які являють собою модифікацію D-тригерів. Вхід V відіграє роль роздільного відносно входу D . Коли $V = 1$, тригер функціонує як D-тригер, при $V = 0$ він переходить в режим збереження інформації незалежно від зміни сигналів на входах D і C . Наявність входу V розширює функціональні можливості D-тригера, дозволяючи в потрібні моменти часу зберігати інформацію на виходах протягом кількості тактів, яка потребується.

В таблиці 15.5. подано усі можливі стани DV-тригера. На рис. 15.18 показано функціональну схему DV-тригера зі статичним керуванням та його графічне позначення.

Таблиця 15.5

Таблиця відповідності DV-тригера

V	t_n		t_{n+1}
	D_n	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	Q_n
0	0	1	Q_n
0	1	0	Q_n
0	1	1	Q_n
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

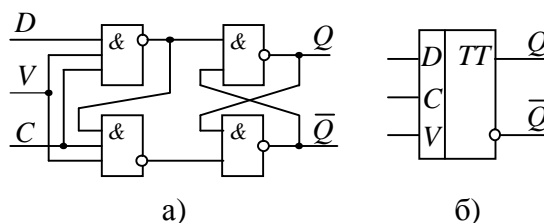


Рис. 15.18. DV-тригер: а – функціональна схема; б – умовне графічне позначення

DV- як і JK-тригери, широко застосовуються в запам'ятовуючих пристроях двійкової інформації, розрядах регістрів, лічильниках та інших вузлах цифрової техніки.

15.6. Комбінаційні логічні пристрої

Логічні пристрої, вихідні функції яких однозначно визначаються вхідними логічними функціями в той же момент часу, називаються *комбінаційними*. Розглянемо порядок побудови комбінаційного логічного пристрою на прикладі.

Потрібно створити логічний пристрій для підключення напруги до пристрою. Пристрій може бути ввімкнений безпосередньо ($A = 1$) чи по команді з диспетчерського пункту ($B = 1$). Агрегат працює тільки тоді, коли напруга живлення $U \geq U_{min}$ (логічна функція $C = 1$).

Рішення задачі розбивається на кілька етапів.

1 етап – складання таблиці відповідності. Відповідно до умов задачі заповнюємо таблицю відповідності в якій записуємо значення вихідної функції F у залежності від вхідних функцій A, B, C для всіх можливих варіантів їхніх сполучень. При трьох вхідних функціях число сполучень $N = 2^3 = 8$. Таблиця відповідності приведена в табл. 15.6.

Таблиця 15.6.

Таблиця відповідності логічного пристрою

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

2 етап. Складання логічного рівняння. Значення, наведені в таблиці відповідності, необхідно записати у виді рівняння. Насамперед виділимо рядки у таблиці 15.6, у яких $F=1$. Це рядки 4-я, 6-я і 8-я. Функція F дійсна, якщо вхідні змінні мають значення, що відповідають кожному з цих рядків. Сформулюємо це словесно: "Функція F дійсна (дорівнює 1), коли дійсні "ні A " і " B " і " C " (4-тий рядок) або " A " і "ні B " і " C " (6-тий рядок) або " A " і " B " і " C " (8-мий рядок)".

А тепер змінимо слово "ні" на знак операції НІ, слово "або" на знак операції АБО, а слово "і" на знак операції І. Одержимо

$$F = \bar{A}BC + A\bar{B}C + ABC . \quad (15.1)$$

3 етап. Мінімізація функції. Можна створити логічний пристрій, що безпосередньо реалізує (15.1). Тоді для виконання двох інверсій буде необхідно два елементи НІ; тричі виконується операція І, беремо три тривходових елементи І; потім виконуємо операцію АБО на одному тривходовому елементі АБО. Усього використовуємо шість елементів.

Але вираження (15.1) можна спростити. Для цього скористаємося тотож-

ністю $x \vee x = x$ і винесемо за дужки загальні члени:

$$F = \bar{A}BC + ABC + A\bar{B}C + ABC = BC(A + \bar{A}) + AC(B + \bar{B})$$

Для виражень у дужках застосуємо тотожність $x \vee \bar{x} = 1$, одержимо

$$F = BC(A + \bar{A}) + AC(B + \bar{B}) = BC + AC. \quad (15.2)$$

4 етап. Складання логічної схеми. Функція (15.2) містить дві операції: АБО і І. Відповідно до цього схема логічного пристрою, приведена на рис. 15.19, а, виконана на двох елементах. Ми мали можливість переконатися, які можливості дає алгебра логіки для спрощення схемних рішень логічних пристроїв.

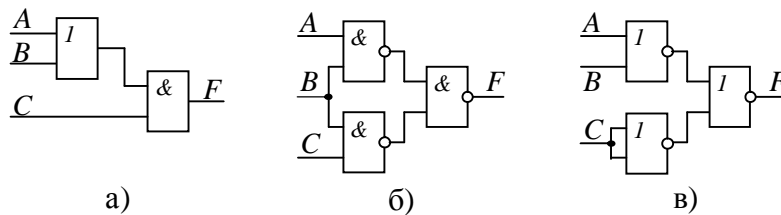


Рис. 15.19. Варіанти схеми комбінатійного пристрою: а – за рівнянням (15.2); б – при використанні елементів І-НІ, в – при використанні елементів АБО-НІ

Порядок рішення задачі, що розбивається на чотири етапи, зберігається, якщо розробляються і більш складні комбінатійні пристрої

При проектуванні логічних елементів прагнуть використовувати обмежену номенклатуру логічних елементів. Зокрема, будь-який пристрій може бути реалізований винятково на елементах І-НІ:

- операція НІ може бути здійснена на схемі І-НІ, у якій на кожному із входів змінна A . Тоді $F = \bar{A}A = \bar{A}$. Схема представлена на рис. 15.20, а;
- операція І виконується схемою рис. 15.20, б. Дійсно, згідно тотожності $\overline{\overline{AB}} = AB$: $F = \overline{\overline{AB}} = AB$;
- операція АБО виконується схемою рис. 15.20, в. Скористаємося тотожністю $\overline{\overline{x_1 + x_2}} = x_1 + x_2$ і формулою де-Моргана $x_1 \cdot x_2 = \overline{\overline{x_1} + \overline{\overline{x_2}}}$:

$$F = A + B = \overline{\overline{A}} + \overline{\overline{B}} = \overline{\overline{\overline{A}} + \overline{\overline{B}}}$$

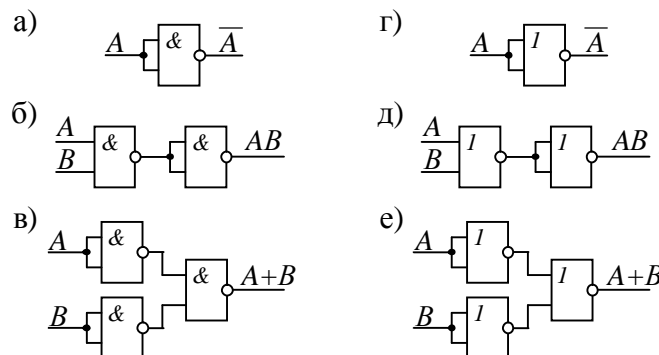


Рис. 15.20 Реалізація логічних операцій НІ (а, г), І (б, д) та АБО (в, е) відповідно на елементах І-НІ та АБО-НІ

Реалізуємо логічний пристрій по рівнянню (15.2) з урахуванням схем представлених на рис. 15.20 (а, б, в) на елементах І-НІ. Схема представлена на рис. 15.19, б.

Будь-який пристрій може бути виконано і на елементах АБО-НІ:

- операція НІ виконується за схемою рис. 15.20, з: $F = \overline{A + A} = \overline{A}$;
- операція АБО реалізується схемою рис. 15.20, д: $F = A + B = \overline{\overline{A + B}}$;
- операція І виконується схемою рис. 15.20, е. Скористаємося тотожністю $\overline{\overline{x}} = x$ і формулою де-Моргана $\overline{x_1 \vee x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}$: $F = \overline{\overline{A} + \overline{B}} = \overline{\overline{A}} \cdot \overline{\overline{B}}$.

Логічний пристрій по рівнянню (15.2) з урахуванням схем представлених на рис. 15.20 (д, з, е) на елементах АБО–НІ представлений на рис. 15.19, в.

§ 15.7. Комбінаційні цифрові пристрої

Поряд з побудовою комбінаційних логічних пристроїв на основі логічних елементів типів І-НІ (або АБО-НІ) у даний час широко використовуються готові комбінаційні вузли, виконані у виді ІС середнього і високого рівня інтеграції. Промисловість виготовляє комбінаційні схеми, що найбільше часто зустрічаються. Застосування готових вузлів не тільки спрощує розробку схем, але і знижує вартість устаткування, тому що готовий вузол на одній ІС замінює пристрій, що збирається з безлічі логічних елементів, розміщених у декількох корпусах. Вартість логічних пристроїв на ІС приблизно може бути оцінена числом використаних корпусів поза залежністю від їхніх типів.

Застосування комбінаційних ІС дозволяє будувати більш складні цифрові і логічні пристрої при менших апаратурних витратах. Тому розроблювач електронної апаратури повинний прагнути по можливості використовувати наявну номенклатуру комбінаційних ІС для побудови пристроїв. Коротко охарактеризуємо найбільш розповсюджені комбінаційні ІС.

15.7.1. Шифратор

Шифратором називається типовий дискретний пристрій, який має m входів і n виходів ($m \leq 2^n$) і перетворює m –розрядний унітарний код в n –розрядний позиційний код.

Шифратори призначені для перетворенні одиничних вхідних сигналів у відповідні кодові комбінації на виходах, які визначаються відповідним методом кодування вхідних сигналів. Кожному одиничному входу шифратора відповідає лише один з можливих наборів вихідних змінних. Відповідна кодова комбінація на виходах шифратора з'являється тільки тоді, коли з'являється одиничний сигнал на тому його вході, який зіставлений з вихідною комбінацією.

Найширше застосовується така нумерація входів шифратора, при якій шифратор здійснює перетворення десяткових чисел (номер входу, на який подано сигнал) у двійкову систему числення (код на виході).

Необхідність у використанні шифраторів з'являється при побудові дискретних систем зв'язку і керування, систем передачі даних, систем збирання і

пошуку інформації, тощо. Шифратори застосовуються всюди, де виникає потреба подати у вигляді коду інформацію про деяку окрему подію, повідомлення, предмет. Шифратори широко використовуються в різноманітних пристроях введення інформації в цифрові системи. Такі пристрої можуть забезпечуватися клавіатурою, кожна клавіша якої зв'язана з визначеним входом шифратора. При натисканні обраної клавіші подається сигнал на відповідний вхід шифратора, і на його виході виникає двійкове число, що відповідає вигравірованому на клавіші символу.

Правила функціонування дешифратора можуть бути викладені за допомогою таблиці відповідності (табл. 15.7) або системи логічних функцій. Логічна функція, яка описує роботу i -го виходу шифратора, являє собою диз'юнкцію вхідних змінних x_i , які набувають одиничних значень у вхідних наборах, що є одиничними відносно i -го виходу шифратора. Логічна функція шифратора на n входів описується системою рівнянь:

$$\begin{cases} y_0 = x_1 \vee x_3 \vee x_5 \vee \mathbf{K} \vee x_a; \\ y_1 = x_2 \vee x_3 \vee x_6 \vee x_7 \vee x_{10} \vee \mathbf{K} \vee x_b; \\ \mathbf{KKKKKKKKKKKKKKKKKK}; \\ y_m = x_{2^{n-1}} \vee x_{2^{n-1}+1} \vee x_{2^{n-1}+2} \vee \mathbf{K} \vee x_d; \end{cases}, \quad (15.3)$$

Функціональна схема шифратора (рис. 15.21) будується безпосередньо за системою логічних функцій (15.3), яка перетворюється потім з урахуванням вибраної елементної бази.

Таблиця 15.7.

Таблиця відповідності восьми входового шифратора.

Входи								Виходи		
x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	y_0	y_1	y_2
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

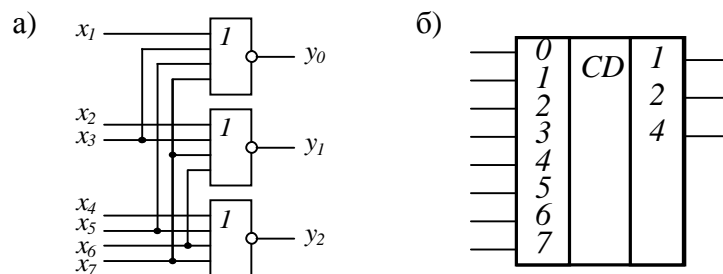


Рис. 15.21. Функціональна схема (а) та умовне графічне позначення (б) шифратора

15.7.2. Дешифратори

Дешифратором називається типовий дискретний пристрій, який має n ($2n$) входів, m ($m \leq 2^n$) виходів і перетворює n -розрядний позиційний код у m -розрядний унітарний код.

Призначення дешифраторів полягає в розпізнаванні наборів вхідних змінних, тобто в дешифрації кодових комбінацій, які надходять на вхід, і формуванні сигналів на одному з виходів. Кожний вихід дешифратора однозначно зіставлений з одним із можливих наборів вхідних змінних. Одиниця на i -му виході дешифратора з'являється тільки тоді, коли на його входи надходить комбінація сигналів, зіставлена з цим виходом. Загальноприйнятою є така нумерація виходів дешифраторів, при якій на i -му виході з'являється одиничний сигнал, якщо відповідний йому вхідний набір являє собою число, записане в двійковій системі числення, тобто при подачі на входи двійкового числа з'являється сигнал на визначеному виході, номер якого відповідає вхідному числу у десятковій системі числення.

Галузь застосування дешифраторів надзвичайно широка. Дешифратори використовуються, наприклад:

- для вибору осередків пам'яті при запису та зчитуванні інформації в 1 запам'ятовуючих пристроях, тобто для дешифрації адреси;
- для побудови розподільувачів імпульсів, які застосовуються у пристроях синхронізації дискретних систем, пристроях вибору каналів систем передачі інформації;
- для побудови мультиплексорів і пристроїв декодування інформації в системах зв'язку і керування, тощо.

Існують синхронні (ті що тактуються) та асинхронні дешифратори. Умовне графічне позначення асинхронного дешифратора з прямими входами зображено на рис. 15.22, а, а синхронного дешифратора з інверсними входами на рис. 15.22, б.

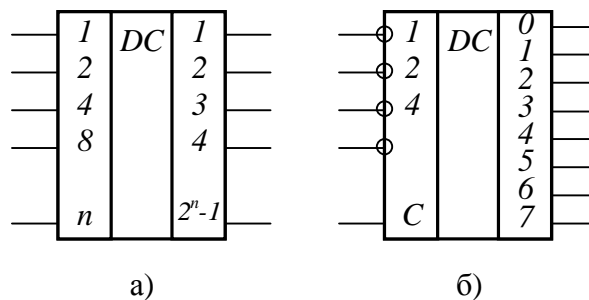


Рис. 15.22. Умовні графічні позначення: а – асинхронного дешифратора; б – синхронного.

Умови функціонування дешифратора, як і будь-якого комбінаційного пристрою, можуть бути викладені за допомогою таблиці відповідності (табл. 15.8) або системи логічних функцій.

Логічна функція, яка реалізується на будь-якому виході дешифратора, являє собою кон'юнкцію всіх вхідних змінних. Змінні, що відповідають одиничним вхідним сигналам, входять у логічну функцію у прямому вигляді, а змінні,

Таблиця відповідності дешифратора на 4 входи.

Входи				Виходи																
x_1	x_2	x_3	x_3	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9	y_{10}	y_{11}	y_{12}	y_{13}	y_{14}	y_{15}	
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

що відповідають нульовим вхідним сигналам – в інверсному вигляді. Отже, умови функціонування дешифратора на n входів описуються системою логічних функцій:

$$\left\{ \begin{array}{l} y_0 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \mathbf{K} \bar{x}_n; \\ y_1 = x_1 \bar{x}_2 \mathbf{K} x_n; \\ \mathbf{K} \mathbf{K} \mathbf{K} \mathbf{K} \mathbf{K} \dots; \\ y_{2^n - 1} = x_1 x_2 \mathbf{K} x_n; \end{array} \right. \quad (15.4)$$

де x, y - відповідно вхідні та вихідні змінні.

У зв'язку з широким застосуванням дешифраторів у дискретних системах і збільшенням ступеня інтеграції елементів електронною промисловістю випускаються дешифратори виконані у вигляді інтегральної схеми із середнім ступенем інтеграції. На рис. 15.23 наведена функціональна схема дешифратора К155ИД3 з інверсними виходами (при наявності двійкового коду на вході на відповідному виході з'являється "0"). Крім інформаційних входів цей дешифратор має два керуючих входи $E1$ і $E2$. Сигнал на виході дешифратора з'являється при $E1 = E2 = 0$.

15.7.3. Мультиплексори

Мультиплексором називається типовий функціональний пристрій з інформаційними входами, адресними входами та одним інформаційним виходом, який виконує функцію приймання інформації по одному з n входів, номер якого задається кодом, що надходить на групу адресних входів і передачі її на ви-

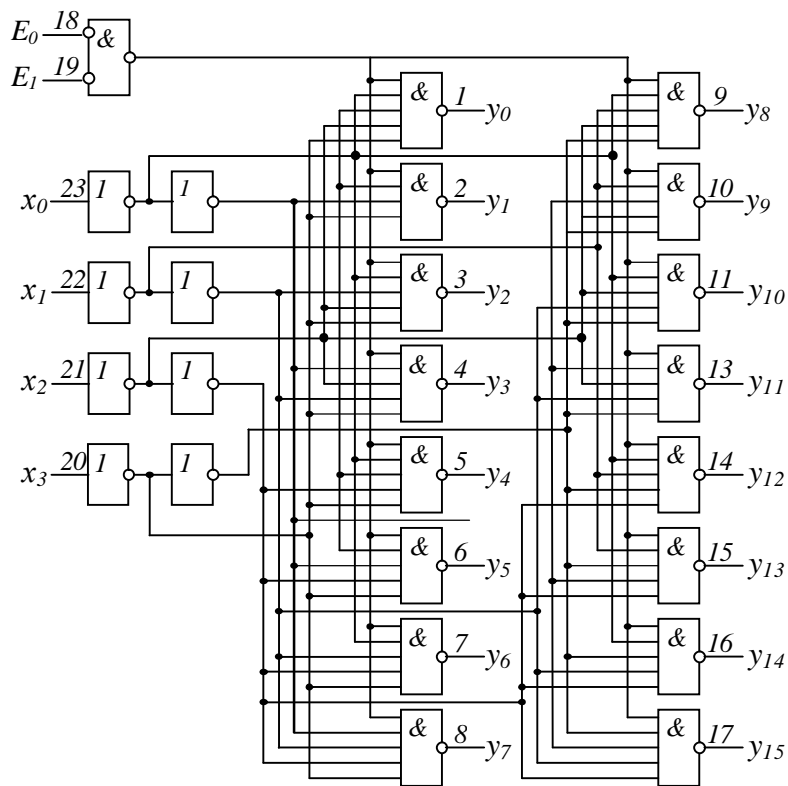


Рис. 15.23. Функціональна схема дешифратора К155ИД3

хід. Основними класифікаційними ознаками мультиплексорів є наявність або відсутність кола синхронізації (керування), а також кількість груп комутованих інформаційних входів і відповідних їм інформаційних виходів.

За першою ознакою мультиплексори можна поділити на синхронні та асинхронні. В *синхронних мультиплексорах* передача інформації на інформаційний вихід здійснюється при подачі синхронізуючого сигналу на спеціальний керуючий вхід. В *асинхронних мультиплексорах* кола синхронізації немає, і передача інформації на вихід здійснюється постійно з того інформаційного входу, який задано кодом на адресних входах пристрою.

За другою ознакою мультиплексори можна поділити на одиничні та групові. В одиничних мультиплексорах комутується одна група з n інформаційних входів. У групових мультиплексорах таких груп декілька, причому кожна група комутується на той вихід, який приймає інформацію тільки від неї. У кожній групі номери інформаційних входів, від яких інформація передається на інформаційний вихід цієї групи, збігаються, тому що всі номери задаються одним і тим же кодом на загальних адресних входах групового мультиплексора.

Призначення мультиплексорів полягає в забезпеченні приймання інформації від одного з декількох джерел (груп джерел). Мультиплексори широко застосовуються в багатьох пристроях засобів зв'язку і керування, на входах регістрів, які приймають інформацію від декількох джерел, на виходах блоків пам'яті при зчитуванні вибраної інформації на однорозрядну шину, у багаторозрядних регістрах зсуву, у блоках передачі інформації послідовним кодом і т.п. За рахунок цього забезпечується економія кількості контактів і ліній зв'язку. Крім того, вони можуть використовуватися як універсальні логічні елементи для ре-

алізації деяких логічних функцій.

Умовне графічне позначення мультиплексорів наведено на рис. 15.24, а та б.

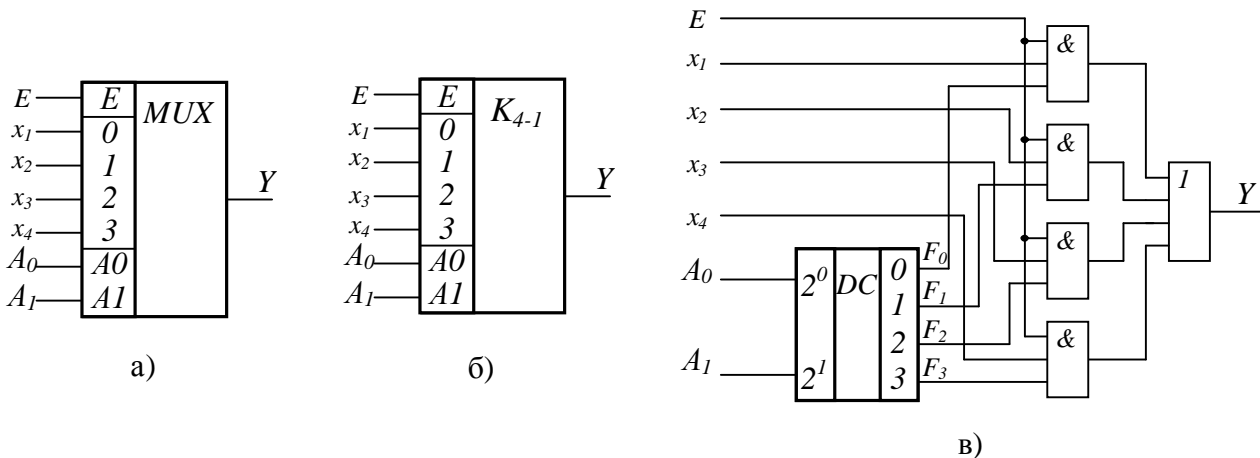


Рис. 15.24. Умовні графічні зображення мультиплексорів (а, б) та функціональна схема синхронного мультиплексора (в)

Синхронні одиничні мультивібратори будуються за схемою зображеною на рис. 15.24, в. Символами x_0, x_1, x_2, x_3 – позначені інформаційні входи мультиплексора, y – інформаційний вихід; A_0, A_1 – адресні входи; E – керуючий вхід синхронізації; F_1, F_2, F_3, F_4 – виходи дешифратора. В цій схемі дешифратор декодує код, який надходить на адресні входи A_0, A_1 і задає номер того каналу, з якого інформація має бути передана на вихід. На тому виході дешифратора, який відповідає цьому каналу, формується одиничний сигнал. Сигнал зі збудженого виходу дешифратора надходить на відповідний елемент I і за наявності одиничного синхронізуючого сигналу на керуючому вході E забезпечує тим самим передачу значення сигналу з вибраного каналу на вихід. При відсутності одиничного синхронізуючого сигналу передача інформації на вихід не відбувається і вихідний сигнал має нульове значення.

15.7.4. Демультимплексор.

При передачах даних по загальному каналі з поділом у часі потрібні не тільки мультиплексори, але і пристрої зворотного призначення, що розподіляють данні з одного каналу між декількома приймачами інформації. Демультимплексори виконують функцію, зворотну мультиплексорам, тобто роблять комутацію одного інформаційного входного сигналу на 2^m виходів, де m – число адресних виходів. В залежності від поданої на адресні входи кодової комбінації, що визначає номер вихідного кола, вхід демультимплексора підключається до визначеного його виходу.

Побудова демультимплексора "1 → 4" на показана на рис. 15.25, а, а таблиця відповідності наведена у таблиці 15.9.

Символом x_0 – позначено інформаційний вхід демультимплексора, y_0, y_1, y_2, y_3 – інформаційні виходи; A_0, A_1 – адресні входи; E – керуючий вхід синхронізації; F_1, F_2, F_3, F_4 – виходи дешифратора. В цій схемі, так як і у попередній, дешифратор декодує код, який надходить на адресні входи A_0, A_1 і задає

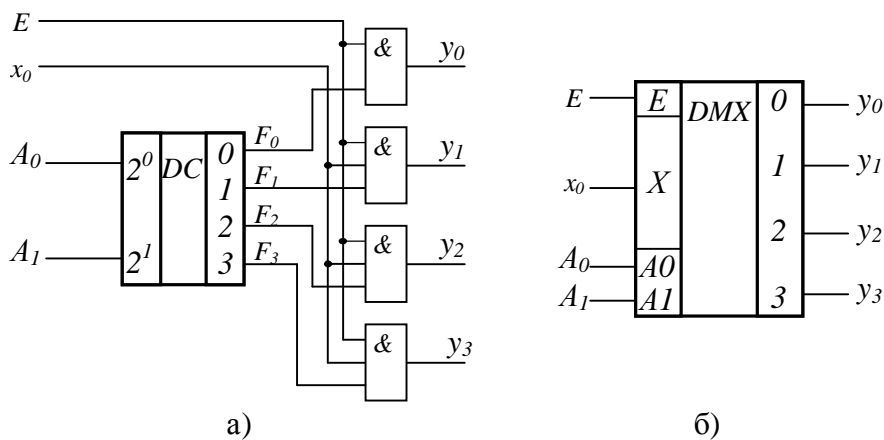


Рис. 15.25. Умовні графічні зображення демультимплексорів (а, б) та функціональна схема синхронного демультимплексора (в)

Таблиця 15.9

Таблиця відповідності демультимплексора на чотири виходи

Входи				Виходи			
E	A_0	A_1	x_0	y_0	y_1	y_2	y_3
1	0	0	x	x	0	0	0
1	0	1	x	0	x	0	0
1	1	0	x	0	0	x	0
1	1	1	x	0	0	0	x
0	x	x	x	0	0	0	0

номер вихідного каналу, на який буде передана інформація. На тому виході дешифратора, який відповідає цьому каналу, формується одиничний сигнал. Сигнал зі збудженого виходу дешифратора надходить на відповідний елемент І і за наявності одиничного синхронізуючого сигналу на керуючому вході E (таким же чином, як і у мультиплексора) забезпечує тим самим передачу значення сигналу на вибраний вихідний канал. При відсутності одиничного синхронізуючого сигналу передача інформації на виходи не відбувається і вихідні сигнали мають нульове значення.

Умовне зображення демультимплексора наведено на рис. 15.25, б.

15.7.5. Регістри

Регістром називається цифровий пристрій, який здійснює приймання, збереження і видачу двійкових кодів, а також виконання над ними деяких логічних операцій. Регістри призначені для короткочасного запам'ятовування двійкової інформації або її обробки за незмінними правилами. Регістри відносяться до найпоширеніших типових цифрових пристроїв. Вони застосовуються як пристрої буферної пам'яті, елементи затримки на декілька тактів, перетворювачі послідовних кодів у паралелі та навпаки, дільники частоти, кільцеві розподільувачі сигналу, формувачі декретних послідовностей і т.п. На схемах регістри позначаються символом RG . Умовне графічне зображення регістра наведено на рис. 15.26.

Основна функція регістрів – збереження одного багаторозрядного числа.

При цьому число повинне бути представлене в двійковій системі числення чи в будь-якій іншій системі, але з двійковим представленням цифр розрядів (тобто в будь-якій двійково-кодованій системі числення). Регістр будується у виді набору тригерів, кожен з яких призначається для збереження цифр визначеного числа. Таким чином, регістр для збереження n -розрядного двійкового числа повинний містити n тригерів.



Рис. 15.26. Умовне графічне зображення регістра

Регістри можуть використовуватися для виконання і деяких інших функцій: зсування збереженого в регістрі числа на визначене число розрядів уліво чи вправо, перетворення числа з послідовної форми (при якій воно передається послідовно, розряд за розрядом) у паралельну (з передачею всіх розрядів одночасно), перетворення з паралельної форми представлення числа в послідовну та ін.

У залежності від форми представлення числа (паралельної чи послідовної), що вводиться в регістр, розрізняють два типи регістрів: *паралельні і послідовні*.

Паралельний регістр. Схема трирозрядного паралельного регістра на синхронних D-тригерах і часові діаграми, що ілюструють його роботу, приведені на рис. 15.27. Інформація надходить у виді паралельного коду на входи x_1, x_2, x_3 , тобто всі розряди одночасно по n проводах. На тактові входи всіх тригерів одночасно подається логічний сигнал C (команда "запам'ятати"). Під час фронту імпульсу C спрацьовують усі тригери. Інформація зберігається в паралельному регістрі у виді паралельного коду і може бути прочитана з виходів тригерів Q_1, Q_2, Q_3 .

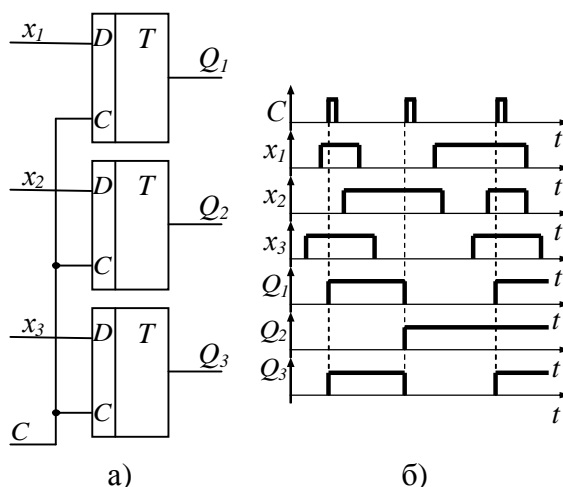


Рис. 15.27. Структура паралельного регістра (а) та часові діаграми, що пояснюють його роботу (б)

Послідовний регістр (зсуваючий регістр). Схема трирозрядного послідовного регістра і часові діаграми, що ілюструють його роботу, приведені на рис. 15.28. Записуване число надходить по одному входу x у виді послідовного коду, тобто значення розрядів передаються послідовно подібно тому як ми прочитуємо багаторозрядне число, наприклад: "тисяча двісті сорок два" – 1242. Послідовний регістр також виконаний на синхронних D-тригерах (рис. 15.28, а). При надходженні першого імпульсу C в момент його фронту в кожен тригер записується значення логічного сигналу на його вході: $Q_{(n+1)1} = X$ (його значення дорівнює 1), $Q_{(n+1)2} = Q_{n1}$ (його значення в момент приходу першого імпульсу C дорівнювало 0) і $Q_{(n+1)3} = Q_{n2}$ (у той же момент часу $Q_{n2} = 0$). Ця інформація зберігається до надходження другого імпульсу C , коли процес запису сигналу

на вході здійснюється в кожному тригері: $Q_{(n+1)1} = X = 0$, $Q_{(n+1)2} = Q_{n1} = 1$ і $Q_{(n+1)3} = Q_{n2} = 0$. Третій імпульс C виконує запис значень сигналів на вході тригерів у момент надходження імпульсу: $Q_{(n+1)1} = X = 1$, $Q_{(n+1)2} = Q_{n1} = 0$ і $Q_{(n+1)3} = Q_{n2} = 1$.

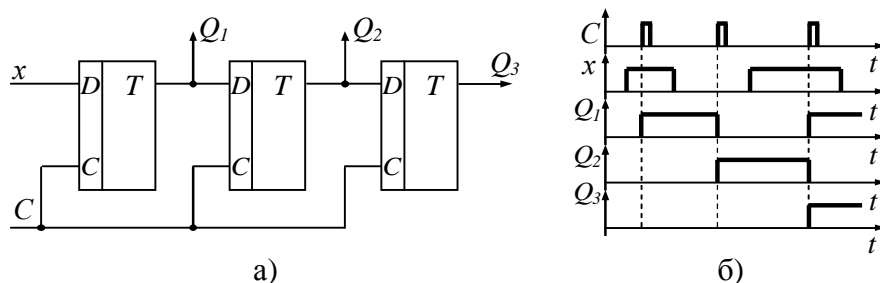


Рис. 15.28. Структура послідовного регістра (а) та часові діаграми, що пояснюють його роботу

Розглянемо часові діаграми рис. 15.28, б. Легко помітити наступне:

- число 101, що поступило на вхід x регістра, після третього імпульсу C виявляється записаним у розрядах тригера: $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_1 = 1$ (перелічуємо від старшого розряду до молодшого). У загальному виді n -розрядний регістр запам'ятовує n -розрядне число за n -тактових імпульсів.

- послідовний код, що поступив на вхід x перетвориться в регістрі в паралельний код – число може бути прочитано з виходів тригерів Q_1 , Q_2 , Q_3 .

- з надходженням кожного тактового імпульсу C записана інформація зсувається в регістрі (рух від входу до виходу), тому послідовний регістр називають регістром, що зсуває. Зсування інформації на один розряд рівнозначно множенню коду на 2. Наприклад, записане число 101 (у десятковому коді 5), зсуваємо його на один розряд вліво й одержуємо 1010 (у десятковому коді 10).

- інформація, записана в послідовному регістрі, може бути прочитана з виходу його старшого розряду у виді послідовного коду: якщо після запису в регістр числа знову подати тактові імпульси, число порозрядно буде прочитуватися на виході старшого розряду і відтіля може бути передане до інших кіл, що зчитують.

У такий спосіб послідовний регістр здійснює не тільки запис і збереження інформації, але і перетворення форми її представлення.

15.7.6. Лічильники

Лічильником називається цифровий пристрій, сигнали на вході якого у певному коді відображають кількість вхідних імпульсів, що надійшли. Основу лічильника складають тригери, сполучені колами переносу інформації з розряду в розряд. Для побудови лічильників використовуються Т-тригери, а також JK- і D-тригери, які працюють в лічильному режимі.

Призначення лічильників полягає в підрахунку кількості різних подій, які фізично подаються потенціальними або імпульсними сигналами, а також у по-

ділі частоти проходження цих сигналів. В останньому випадку лічильник називається лічильником-дільником.

За способом організації роботи тригерів лічильники можуть бути:

– *асинхронними*, в яких для тригера молодшого розряду керуючим сигналом є сигнал лічби, а для кожного наступного тригера - потенціальний сигнал з виходу попереднього тригера;

– *синхронними*, в яких для тригера кожного розряду керуючим сигналом є сигнал лічби, а сигнал з виходу тригера попереднього розряду є інформаційним.

На схемах лічильники позначаються символом СТ (від англ. counter – лічильник). Приклад умовного графічного зображення лічильника наведено на рис. 15.29.

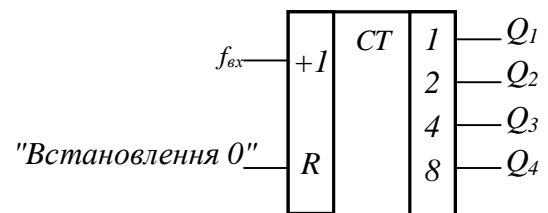


Рис. 15.29. Умовне графічне зображення лічильника

Лічильники, як і регістри, відносяться до найпоширеніших типових цифрових пристроїв і застосовуються як перетворювачі кількості сигналів у певний код, дільники частоти, пристрої підсумовування або віднімання кількості сигналів. Вони використовуються також для побудови розподільовачів сигналів, цифрових фазоперетворювачів, тощо.

За напрямком лічби лічильники поділяються на лічильники що додають, віднімають та на реверсивні.

У лічильнику, що додає (рис. 15.30, а) кожний сигнал лічби збільшує число, записане на лічильнику, на одиницю (табл. 15.11.). Такий напрямок (порядок) лічби називається прямим. При цьому перенесення одиниці в старший розряд відбувається при зміні стану молодшого розряду з "1" на "0" (рис. 15.30, б).

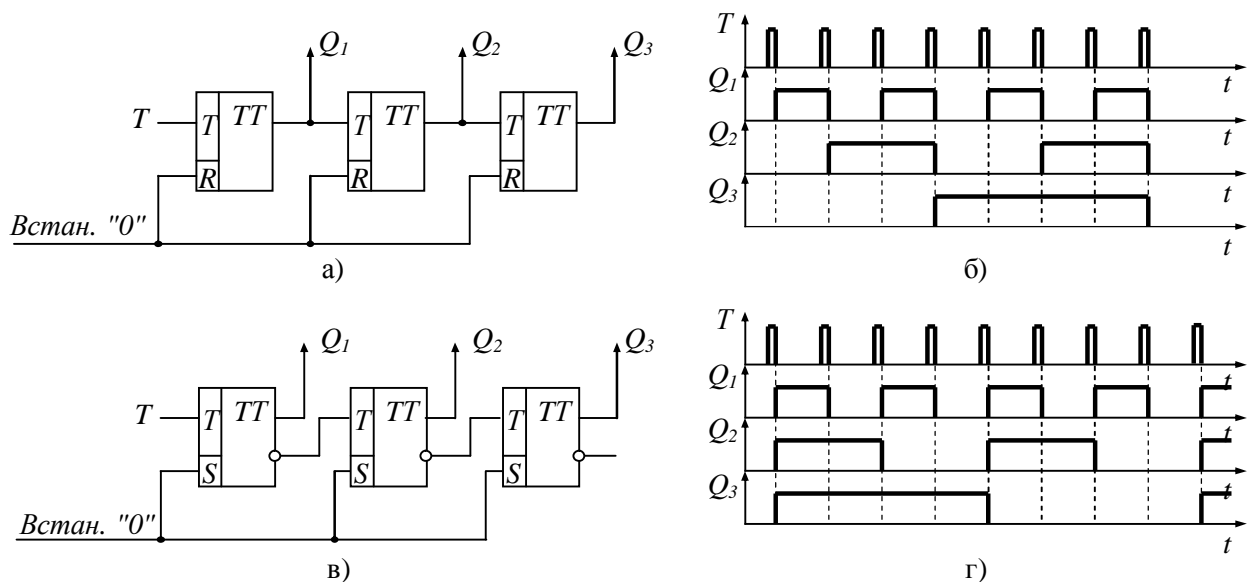


Рис. 15.30. Лічильники на додавання (а) та на віднімання (в) та їх часові діаграми (б) і (г)

У лічильнику, що віднімає (рис. 15.30, в) кожен сигнал лічби зменшує вміст лічильника на одиницю (табл. 15.12). Його переповнення відбувається після встановлення в нульовий стан. Перенесення нуля у старший розряд відбу-

вається при зміні стану молодшого розряду з "0" на "1" (рис. 15.30, з).

Таблиця 15.11

Таблиця відповідності три розрядного підсумовувального лічильника

№ імпульсу	Виходи		
	y_3	y_2	y_1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	0	0

Таблиця 15.12

Таблиця відповідності три розрядного підсумовувального лічильника

№ імпульсу	Виходи		
	y_1	y_2	y_3
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	0	0

Реверсивний лічильник може функціонувати як підсумовувальний або віднімальний. Режим роботи визначається сигналом на додатковому керуючому вході.

При використанні лічильника як *дільника*, напрямок лічби не має значення.

§ 15.8. Запам'ятовуючі пристрої.

Для збереження невеликих масивів кодових слів можуть використовуватися регістри. Але вже при необхідності зберігати десятки слів застосування регістрів приводить до не виправдано великих апаратних витрат. Для збереження великих масивів слів будують *запам'ятовуючі пристрої (ЗП)* з використанням спеціальних мікросхем, у кожній з яких може зберігатися інформація. Мікросхеми пам'яті в загальному обсязі випуску ІС займають близько 40% і відіграють найважливішу роль у багатьох системах різного призначення. Мікросхеми і системи пам'яті постійно удосконалюються як в області технології, так і в області розвитку нових архітектур. В даний час створені і використовуються десятки різних типів ЗП.

Запам'ятовуючі пристрої являють собою сукупність технічних засобів, призначених для приймання, збереження і відновлення інформації, поданої двійковими кодами.

Основними функціональними характеристиками запам'ятовуючих пристроїв є:

- інформаційна ємність, що виражається максимальною кількістю інформації, яка зберігається у бітах або байтах;
- швидкодія, що визначається часом, який минув від моменту звертання до ЗП до появи необхідної інформації на виході;
- енергоспоживання, що визначається електричною потужністю, яка

споживається від джерела живлення.

Спостерігається стійка тенденція збільшення інформаційної ємності ЗП. Водночас забезпечення швидкодії процесорів до 5...50 нс на коротку операцію (регістр-регістр) і прагнення до мікромінімізації радіоелектронної апаратури ставлять врешті-решт цілий ряд важливих вимог до ЗП. Високі інформаційна ємність і швидкодія, мале енергоспоживання повинні поєднуватися з високою надійністю, прийнятною вартістю і, у ряді випадків, малими габаритами та масою. Внаслідок цього ЗП складних цифрових пристроїв мають вельми складну багаторівневу (ієрархічну) структуру, яка дозволяє певною мірою задовольнити всі необхідні вимоги при обмеженому наборі технічних засобів. Проте основні параметри ЗП знаходяться в протиріччі. Так, наприклад, велика інформаційна ємність не сполучається з високою швидкістю, а висока швидкість у свою чергу не сполучається з низькою вартістю. Тому системам пам'яті властива *багатоступінчаста ієрархічна структура*. В залежності від ролі того чи іншого ЗП його реалізація може бути різною.

Серед усіх запам'ятовуючих пристроїв розрізняють:

– *Регістри ЗП*, що знаходяться в складі процесора чи інших пристроїв тобто внутрішні для цих блоків), завдяки яким зменшується число звертань до інших рівнів пам'яті, реалізованим поза процесором і потребуючим більшого часу для операцій обміну інформацією;

– *Кеш-пам'ять*, служить для збереження копій інформації, використовуваної в поточних операціях обміну. Висока швидкість кеш-пам'яті підвищує продуктивність ЕОМ;

– *Основну пам'ять* (оперативна, постійна, напівпостійна), що працює в режимі безпосереднього обміну з процесором і по можливості погоджена з ним по швидкодії. Фрагмент програми, що виконується в поточний момент, обов'язково знаходиться в основній пам'яті;

– *Спеціалізовані види пам'яті*, характерні для деяких специфічних архітектур (багатопортові, асоціативні, відеопам'ять і ін.);

– *Зовнішню пам'ять*, яка зберігає великі обсяги інформації. Ця пам'ять звичайно реалізується на основі пристроїв з рухливим носієм інформації (магнітні й оптичні диски, магнітні стрічки й ін.).

15.8.1. Параметри і класифікація запам'ятовуючих пристроїв

До основних параметрів ЗП відносять інформаційну ємність, організацію і швидкість ЗП.

Інформаційна ємність – максимально можливий обсяг збереженої інформації. Виражається в бітах чи словах (зокрема, у байтах). Біт зберігається запам'ятовуючим елементом (ЗЕ), а слово – запам'ятовуючим осередком (ЗО), тобто групою ЗЕ, до яких можливо лише одночасне звертання. Додавання до одиниці виміру множника "К" (кіло) означає множення на $2^{10} = 1024$, а множника "М" (мега) – множення на $2^{20} = 1048576$.

Організація ЗП – добуток числа збережених слів на їхню розрядність. Це дає інформаційну ємність ЗП, однак при одній і тій же інформаційній ємності організація ЗП може бути різною, тобто організація є самостійним важливим параметром.

Швидкодію (продуктивність) ЗП оцінюють часом зчитування і запису і тривалостями циклів читання/запису. Час зчитування – інтервал між моментами появи сигналу читання і слова на виході. Час запису – інтервал після появи сигналу запису, достатній для встановлення ЗО в стан, що задається вхідним словом. Мінімально припустимий інтервал між послідовними читаннями чи записами утворює відповідний цикл. Тривалості циклів можуть перевищувати часи читання чи запису, тому що після цих операцій може знадобитися час для відновлення необхідного початкового стану ЗП.

При класифікації ЗП найважливішою ознакою є спосіб доступу до даних. При адресному доступі код на адресному вході вказує осередок, з яким ведеться обмін. Всі осередки адресної пам'яті в момент звертання однаково доступні. Ці ЗП найбільш розроблені, і інші види пам'яті часто будують на основі адресної з відповідними модифікаціями.

Адресні ЗП поділяються на RAM (Random Access Memory) и ROM (Read Only Memory). Українські синоніми терміна RAM: ОЗП (оперативні ЗП). Оперативні ЗП зберігають дані, які беруть участь в обміні при виконанні поточної програми, що можуть бути змінені в довільний момент часу. Запам'ятовуючі елементи ОЗП, як правило, не володіють енергонезалежністю.

ROM (український еквівалент – ПЗП, тобто постійні ЗП) вміст або взагалі не змінюється, або змінюється, але рідко (у спеціальному режимі).

У ЗП із послідовним доступом записувані дані утворюють деяку чергу. Зчитування здійснюється з черги слово за словом або в порядку запису, або в зворотному порядку. Моделлю такого ЗП є послідовний ланцюжок запам'ятовуючих елементів, у якій дані передаються між сусідніми елементами.

У циклічних ЗП слова доступні одне за іншим з постійним періодом, обумовленим ємністю пам'яті. До такого типу ЗП відноситься відеопам'ять (VRAM).

Відеопам'ять. Відеопам'ять працює циклічно, на її виході послідовно в порядку формування екрана монітора променем з'являються коди, що задають параметр світності (колір, яскравість) елементарних крапок екрана – пікселів. Тобто зображення на моніторі – кадр – представлений послідовністю слів, довжина яких дорівнює числу пікселів екрана. Слово, що відповідає одному пікселю, може мати розрядність від 8 (для чорно-білих моніторів) до 32 (для повнокольорового режиму). При реалізації на основі адресної пам'яті циклічний доступ до даних забезпечується лічильником адреси з модулем, рівним числу слів, що запам'ятовуються. При зчитуванні після кожного звертання адреса збільшується на одиницю, забезпечуючи послідовне звертання до всіх осередків. При переповненні лічильника формується сигнал початку кадру для керування монітором (для запуску кадрової синхронізації). Запис можливий в пакетному режимі чи режимі одиночних записів. У першому випадку переповнення лічильника і його перехід на початкову адресу є сигналом початку передачі блоку даних з основної пам'яті чи відеобуфера. В другому випадку адреса змінюваного осередку (номер пікселя) і дані зберігаються в буфері, а в момент збігу цієї адреси і вмісту лічильника виконується один цикл запису нового слова. Весь інший час ЗП працює звичайним образом.

15.8.2. Постійні запам'ятовуючі пристрої

Постійні ЗП призначені для збереження деякої, один раз записаної в нього інформації, яка зберігається і при відключенні джерел живлення.

ПЗП характеризується двома параметрами a (кількість входів) і b (розрядністю).

У ПЗП (ROM) передбачаються два режими роботи: режим збереження і режим читання з високою швидкістю. Режим запису не передбачається. Використовуються ПЗП для збереження програм у таких спеціалізованих цифрових пристроях, що, функціонуючи тривалий час, багаторазово виконують дії по тому самому алгоритму при різних вхідних даних.

Постійна пам'ять типу ROM(M) програмується при виготовленні методами інтегральної технології за допомогою однієї з використовуваних при цьому масок. Її можна назвати пам'яттю типу ПЗПМ (масочний ПЗП). Для споживача це в повному розумінні слова постійна пам'ять, тому що змінити її вміст він не може.

Запам'ятовуючі пристрої типу ROM мають багаторозрядну організацію найчастіше 8-розрядну чи 4-розрядну, для деяких ІС 16-розрядну. Технології виготовлення постійних ЗП різноманітні - TTL(Ш), КМОН, n-МОН і ін.

ЗП з масочним програмуванням відрізняються компактністю запам'ятовуваних елементів і, отже, високим рівнем інтеграції. При великих обсягах виробництва масочне програмування переважніше, однак при недостатній тиражності ЗП витрати на проектування і виготовлення шаблону для технологічного програмування ЗП виявляються надмірно високими. Звідси видна й область застосування масочних – збереження стандартної інформації, що має широке коло споживачів. Зокрема, масочні ЗП містять, у якості "прошивання", коди букв алфавітів (російського, українського і латинського), таблиці типових функцій (синуса, квадратичної функції й ін.), стандартне програмне забезпечення і т.п.

15.8.3. Перепрограмувальні ПЗП

Перепрограмувальний ПЗП в процесі функціонування цифрового пристрою використовується як ПЗП. Він відрізняється від ПЗП тим, що допускає відновлення один раз занесеної інформації, тобто в ньому передбачається режим запису. Однак на відміну від ОЗП запис інформації вимагає відключення ПЗП від цифрового пристрою. Процес запису здійснюється з використанням спеціальних пристроїв призначених для запису (програмакторів) і забирає тривалий час, що досягає десятків хвилин. Перепрограмувальні ПЗП дорожче ПЗП, і їх застосовують у процесі налагодження програми, після чого їх можна замінити більш дешевим ПЗП.

По способі стирання інформації в ПЗП (PROM – Programmable ROM) розрізняють два типи мікросхем – EPROM і EEPROM. У EPROM стирання виконується за допомогою опромінення кристала ультрафіолетовими променями через спеціальне вікно на корпусі. Її українська назва РПЗП-УФ (репрограмуємий ПЗП з УФ-стиранням). У EEPROM стирання здійснюється електричними сигналами, українська назва РПЗП-ЕС (репрограмуємий ПЗП з електричним стиранням). Англійські назви розшифровуються як Electrically Programmable

ROM і Electrically Erasable Programmable ROM.

У ЗП типу PROM мікросхеми програмуються усуненням чи створенням спеціальних перемичок. У вихідній заготівлі є (чи відсутні) усі перемички. Після програмування залишаються чи виникають тільки необхідні.

У репрограмуємих ЗП типів EPROM і EEPROM (чи E²ROM) можливе стирання старої інформації і заміна її нової в результаті спеціального процесу, для проведення якого ЗП виводиться з робочого режиму. Робочий режим (читання даних) – процес, виконуваний з відносно високою швидкістю. Заміна ж вмісту пам'яті вимагає виконання набагато більш тривалих операцій.

Пам'ять типу Flash³ по запам'ятовуючому елементі подібні пам'яті типу EEPROM (інакше E²PROM), але має структурні і технологічні особливості, що дозволяють виділити її в окремий вид. Розробка флеш-пам'яті вважається кульмінацією десятилітнього розвитку схмотехніки пам'яті з електричним стиранням інформації.

У системах флеш-пам'яті не передбачене стирання окремих слів, стирання інформації здійснюється або для всієї пам'яті одночасно, або для великих блоків. Зрозуміло, що це дозволяє спростити схеми ЗП, тобто сприяє досягненню високого рівня інтеграції і швидкодії при зниженні вартості. Технологічно схеми флеш-пам'яті виконують з високою якістю і вони мають дуже гарні параметри.

Одночасне стирання всієї інформації ЗП реалізується найбільше просто, але має той недолік, що навіть заміна одного слова в ЗП вимагає стирання і нового запису для усього ЗП у цілому. Для багатьох застосувань це незручно. Тому поряд зі схемами з одночасним стиранням усього вмісту мають схемати з блоковою структурою, у яких весь масив пам'яті поділяється на блоки, що стираються незалежно друг від друга. Обсяг таких блоків сильно відрізняється: від 256 байт до 128 Кбайт.

15.8.4. Оперативні запам'ятовуючі пристрої

Оперативний ЗП використовується в умовах, коли необхідно вибирати й обновляти збережену інформацію у високому темпі роботи процесора цифрового пристрою. Внаслідок цього в ОЗП (RAM) передбачаються три режими роботи: режим збереження при відсутності звертання до ЗП, режим читання збережених слів і режим запису нових слів. При цьому в режимах читання і запису ОЗП повинне функціонувати з високою швидкістю (звичайний час чи читання запису слова в ОЗП складає частки мікросекунди). У цифрових пристроях ОЗП використовуються для збереження даних (вихідних даних, проміжних і кінцевих результатів обробки даних) і програм.

RAM поділяються на *статичні* і *динамічні*. У першому варіанті запам'ятовуючими елементами є тригери, що зберігають свій стан, поки схема знахо-

³ Термін Flash по одній з версій зв'язаний з характерною рисою цього виду пам'яті – можливістю одночасного стирання всього обсягу. Відповідно до іншої – ще до появи флеш-пам'яті при збереженні секретних даних використовувалися пристрої, що при спробах несанкціонованого доступу до них автоматично стирали збережену інформацію і називалися пристроями типу Flash (спалах, мить). Ця назва перейшла і до пам'яті, що володіла властивістю швидкого стирання всього масиву даних одним сигналом.

диться під живленням і немає нового запису даних. В другому варіанті дані зберігаються у виді зарядів конденсаторів, утворених елементами МОН-структур. Саморозряд конденсаторів веде до руйнування даних, тому вони повинні періодично (кожні кілька мілісекунд) регенеруватися. У той же час щільність упакування динамічних елементів пам'яті в кілька разів перевищує щільність упакування, досягну в статичних RAM. Регенерація даних у динамічних ЗП здійснюється за допомогою спеціальних контролерів. Розроблені також ЗП із динамічними запам'ятовуючими елементами, що мають внутрішню вбудовану систему регенерації, у яких зовнішнє поводження відносно керуючих сигналів стає аналогічним поводженню статичних ЗП. Такі ЗП називають *квасістатичними*.

Статичні ЗП називаються SRAM (Static RAM), а динамічні – DRAM (Dynamic RAM).

Статичні ОЗП можна розділити на асинхронні, ті що тактуються та синхронні (конвеєрні). В *асинхронних* сигнали керування можуть задаватися як імпульсами, так і рівнями. Наприклад, сигнал дозволу роботи може залишатися незмінним, що дозволяє на протязі багатьох циклів звертатися до пам'яті. У *тактуємих* ЗП деякі сигнали обов'язково повинні бути імпульсними, наприклад, сигнал дозволу роботи у кожному циклі звертання до пам'яті повинний переходити з пасивного стану в активний (повинний формуватися фронт цього сигналу в кожному циклі). У *синхронних* ЗП організований *конвеєрний* тракт передачі даних, який синхронізується від тактової системи процесора, що дає підвищення темпу передачі даних у кілька разів.

Динамічні ЗП характеризуються найбільшою інформаційною ємністю і невисокою вартістю, тому саме вони використовуються як основна пам'ять ЕОМ. Так як від цього типу пам'яті потрібна висока швидкодія, розроблені численні архітектури підвищеної швидкодії.

Статичні ЗП у 4...5 разів дорожче динамічних і приблизно в стільки ж раз менше по інформаційній ємності. Їхнім достоїнством є висока швидкодія, а типовою областю використанням схеми кеш-пам'яті.

Кеш-пам'ять. Кеш-пам'ять запам'ятовує копії інформації, переданої між пристроями (насамперед між процесором і основною пам'яттю). Вона має невелику ємність у порівнянні з основною пам'яттю і більш високу швидкодію (реалізується на тригерних елементах пам'яті).

При читанні даних спочатку виконується звертання до кеш-пам'яті. Якщо в кеші є копія даних адресованого осередку основної пам'яті, то кеш виробляє сигнал Hit (влучення) і видає дані на загальну шину даних. У протилежному випадку сигнал Hit не виробляється і виконується читання з основної пам'яті й одночасне приміщення прочитаних даних у кеш.

Ефективність кешування обумовлюється тим, що більшість прикладних програм мають циклічний характер і багаторазово використовують ті самі дані. Тому після першого використання даних з відносно повільної основної пам'яті повторні звертання вимагають менше часу. До того ж при використанні процесором кеш-пам'яті основна пам'ять звільняється, і може виконуватися регенерація даних у динамічному ЗП чи використанні пам'яті іншими пристроями.

15.8.5. Динамічні запам'ятовуючі пристрої підвищеної швидкодії

Сучасні мікропроцесори характеризуються високою швидкістю. Це вимагає збільшення швидкості роботи ОЗП, що обмінюються інформацією з процесорами. Особливо гостро ця задача постає перед розроблювачами динамічних ОЗП, які завдяки максимальній інформаційній ємності і низькій вартості займають ведуче місце в складі основної пам'яті комп'ютерних систем.

ЗП типу EDORAM (Extended Data Out RAM – ОЗП із розширеним виводом даних). У EDORAM при звертаннях у межах рядка (сторінки) використовується читання даних з регістра, тобто швидкодіючої статичної пам'яті. Тривалість керуючих сигналів, у порівнянні зі звичайними структурами, скорочена. Це збільшує швидкодію ЗП. Розроблені EDORAM допускають роботу на частотах до 50 МГц. Такі ЗП одержали широке поширення, зокрема через тісну наступність з розробленими раніше ЗП, заміна яких на EDORAM вимагає лише невеликих змін у схемі і синхросигналах ЗП.

ЗП типу BEDORAM (Burst EDORAM, тобто з пакетним розширеним доступом) містить додатково лічильник адрес стовпців. При звертанні до групи слів (пакету) адреса стовпця формується звичайним способом тільки на початку пакетного циклу. Для наступних передач адреса утворюється швидко за допомогою інкрементування лічильника. Пам'ять типу BEDORAM не одержала широкого поширення через появу сильного конкурента – синхронних DRAM (SDRAM).

ЗП типу MDRAM (Multibank DRAM, багатобанкові ОЗП) У цих ЗП пам'ять поділяється на частини (банки). Звертання до банків почергове. Поки зчитуються дані з одного банку, інші мають "перепочинок" на підготовку, після якого з'являється можливість звертання до них без додаткового чекання. При порушеннях черговості і повторному звертанні до того ж банку виконується повний цикл звертання до пам'яті. Чим більше банків, тим менше буде повторних послідовних звертань у той самий банк.

Тому що процесор найчастіше зчитує дані по послідовних адресах, то ефект прискорення роботи ЗП досягається вже при розподілі пам'яті на два блоки: один з непарними адресами, інший – з парними. Банки ЗП типу MDRAM можуть будуватися на звичайних DRAM без яких-небудь схемних змін.

ЗП типу SDRAM Перехід від базової структури DRAM до архітектури EDORAM підвищив швидкодію пам'яті, але цього виявилось недостатньо для сучасних комп'ютерів і графічних систем. Пам'ять типу SDRAM (Synchronous DRAM) зайняла зараз важливе місце в якості швидкодіючої пам'яті з високою пропускну здатністю. У SDRAM синхросигнали пам'яті тісно ув'язані з тактовою частотою системи. У них використовується конвеєризація тракту просування інформації, може застосовуватися багатобанкова структура пам'яті й ін.

Синхронні DRAM були запропоновані в 1994 р. як двобанкові системи з триступінчастим конвеєром, що мали пропускну здатність 250 Мбайт/с. Ці ЗП працювали на частоті 125 МГц при $U = 3,3 В$ і технологічній нормі 0,5 мкм. Причому площа кристала (113,7мм²) не відрізнялася від площі кристалів звичайних DRAM тієї ж ємності.

До достоїнств SDRAM відноситься відсутність великих проблем за узгодженням положення в часі вхідних сигналів, що в інших випадках може бути складним. Тут же положення полегшується, тому що вхідні сигнали фіксуються фронтами тактових імпульсів, що жорстко задають моменти їхньої появи і зникнення. У SDRAM легко реалізуються і багатобанкові системи пам'яті на одному кристалі.

ЗП типу RDRAM Мікросхеми названі по імені фірми розроблювача – Rambus (RDRAM – Rambus DRAM). Вони представляють собою байт-послідовну пам'ять з дуже високим темпом передачі байтів. Основними нововведеннями архітектурного плану є синхронізація обома фронтами тактових імпульсів і спеціальний новий інтерфейс Rambus Channel. Синхронізація принципово подібна застосовуваній в SDRAM.

У першій розробці при частоті тактових імпульсів 250 МГц отриманий темп передачі байтів 500 МГц (2 нс/байт). Надалі частота ще підвищилася в 1,5...3 рази. Середня частота передачі байтів залежить від довжини пакета даних. При обміні пакетами по 256 байт серед-

ня частота складає 400 МГц, при пакетах 64 байта – 250 МГц і т.п. RDRAM ідеально підходить для графічних і мультимедійних додатків з типовим для них процесом – швидкою видачею довгої послідовності слів для формування зображення на екрані чи подібних цим задач.

3П типу DRDRAM Це близький родич RDRAM, називаний Direct RDRAM (DRDRAM). У цьому різновиді архітектури RDRAM переборений великий час запізнювання при першому доступі до даних. Це розширило область використання DRDRAM.

Сьогодні в області швидкодіючих DRAM домінують синхронні (SDRAM). Для некомп'ютерних застосувань (у системах керування виробництвом або технологічним циклом та інших), що вимагають великих ємностей пам'яті, ця ситуація може зберегтися на багато років. У комп'ютерних схемах DRDRAM є сильною альтернативою. Маючи часи першого доступу, такі ж як у SDRAM, DRDRAM не деградують на швидкості при довільних звертаннях більше, ніж звичайні синхронні DRAM. Пропускна ж здатність у них продовжує збільшуватися. Вже існують мікросхеми DRDRAM з 16- і 32-розрядним інтерфейсом. При роботі на тактовій частоті 400 МГц і схемотехніці *DDR (Double Data Rate)*, що передбачає тактування процесів обома фронтами імпульсів, такі DRDRAM дають пропускну здатність до 1,6 Гбайт/с.

3П типу CDRAM (Cached DRAM, кешована DRAM). У CDRAM на одному кристалі з DRAM розміщена статична кеш-пам'ять (кеш першого рівня) При цьому кеш забезпечує швидкий обмін із процесором, якщо інформація знаходиться в кеші, а також швидке відновлення свого вмісту. Остання можливість зв'язана з тим, що розміщення кеша на одному кристалі з DRAM робить зв'язки між ними внутрішніми (реалізованими усередині кристала), а в цьому випадку розрядність шин може бути великою і обмін може здійснюватися великими блоками даних. Наприклад, у CDRAM фірми Ramtron застосована 2048-розрядна шина для відновлення вмісту кешу.

§ 15.9. Аналогово-цифрові та цифро аналогові перетворювачі.

При цифровій обробці інформації всі величини представляються в дискретній формі, у вигляді цифрового коду. Якщо досліджувана величина задана безперервною функцією (у виді аналогового сигналу), то перед обробкою її необхідно перетворити в цифрову форму. Таке перетворення можна виконати тільки в дискретні моменти часу, отже, необхідно задати інтервал дискретизації за часом, а потім визначити значення функції в моменти часу. Ці значення функції називаються вибірками. Потім значення цих вибірок перетворюють у цифровий код. Такий метод дискретизації називають дискретизацією (квантуванням) за часом. Чим менше інтервал дискретизації, тим точніше представляється функція. Однак при малому часі квантування необхідний великий обсяг пам'яті і висока швидкодія системи.

Для перетворення аналогового сигналу у цифровий застосовують аналогово-цифрові перетворювачі. Часом виникає потреба перетворити цифровий сигнал у аналогову форму (наприклад, в сигнал, пропорційний струму). Для виконання цих стандартних задач використовують цифро-аналогові перетворювачі, які виконують у вигляді ІС. Розглянемо основні схеми таких перетворювачів.

15.9.1. Аналогово-цифрові перетворювачі.

Аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) – пристрій перетворення аналогового сигналу в цифрову форму (цифровий код). Цифровий сигнал на виході

АЦП представляється у вигляді двійкового слова або послідовності імпульсів. Існує безліч способів перетворення аналогового сигналу в цифровий код. Часто аналоговий сигнал перетворюється в проміжну форму (тривалість часового сигналу або частоту), більш доступну для виміру в цифровій формі. Далі проміжна форма порівнюється з еталонною, у розглянутому випадку це частота тактового генератора U_T , число імпульсів якого за вимірюваний інтервал часу t_k рахує лічильник. Однак не у всіх типах АЦП сигнал перетворюється в проміжну форму, але у всіх АЦП аналоговий сигнал порівнюється з еталонним.

Основними характеристиками АЦП є: точність (похибка); час перетворення (швидкодія); динамічний діапазон вхідного сигналу; вхідний опір; вихідний опір. Точність визначається кількістю розрядів вихідного слова. 10 розрядні АЦП мають відносну похибку 0,1%, 12розрядні АЦП – 0,01 %. Час перетворення (швидкодія) – це час, що необхідний для одержання вихідного двійкового слова (коду), після подачі на вхід вимірюваної напруги U_i . Час перетворення різних типів АЦП лежить у межах від десятків часток до сотень мікросекунд.

Схема АЦП на паралельних компараторах приведена на рис. 15.31. Для збільшення вхідного опору АЦП і розв'язки компараторів від джерела вхідного сигналу служить буферний підсилювач. Джерела опорної напруги отримані за допомогою дільників на прецизійних резисторах, що використовують параметричний або електронний стабілізатори, напруга яких надходить на входи компараторів без інвертування $DA1, DA2, DA3$. На входи компараторів з інвертуванням подається вхідний сигнал з буферного підсилювача.

Якщо на входах компаратора $U_{ex} > U_{on}$ – на виході компаратора формується сигнал логічної "1", якщо $U_{ex} \leq U_{on}$ – формується сигнал логічного "0"

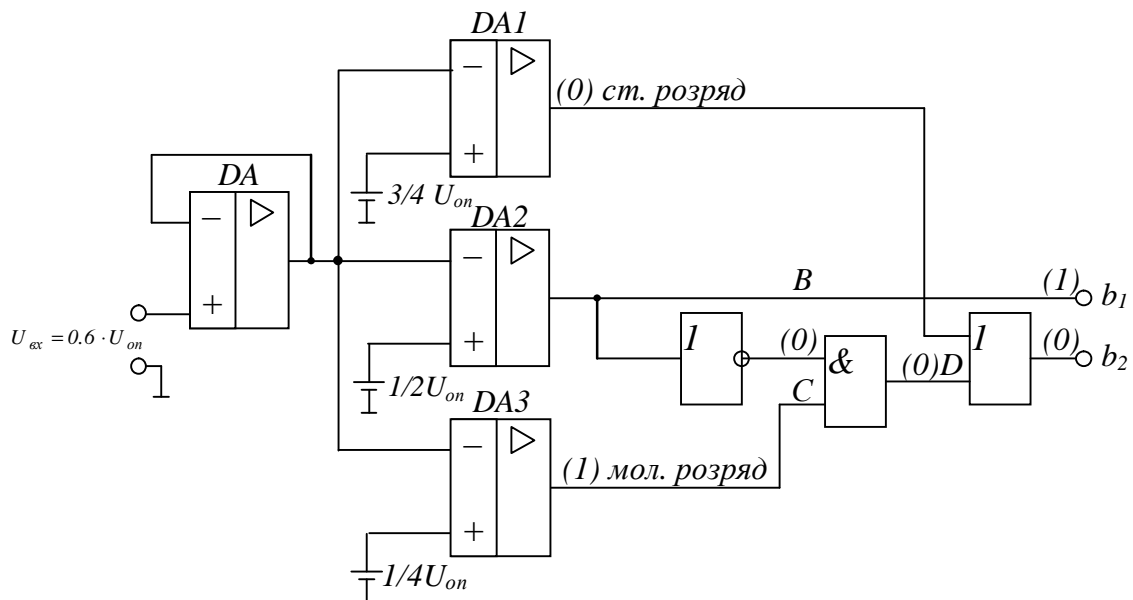


Рис. 15.31 – АЦП на паралельних компараторах

Для вхідного сигналу $U_{ex} = 0.6 \cdot U_{on}$ на схемі зазначені логічні стани ліній і вихідний код. Стани компараторів за допомогою логічних схем перетворюються в двійковий цифровий код, значення якого пропорційне вхідному сигналу.

лу (див. таблицю 15.13).

Таблиця 15.13.

Стан ліній дворозрядного АЦП (рис. 15.31) і його вихідного коду в залежності від рівнів вхідного сигналу

Вхідні сигнали	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>D</i>	<i>b</i> ₁	<i>b</i> ₂
$\frac{3}{4}U_{on} < U_1$	1	0	1	0	1	1
$\frac{1}{2}U_{on} < U_1 < \frac{3}{4}U_{on}$	0	0	1	0	1	0
$\frac{1}{4}U_{on} < U_1 < \frac{1}{2}U_{on}$	0	1	1	1	0	1
$U_1 < \frac{1}{4}U_{on}$	0	1	0	0	0	0

АЦП порозрядного кодування часто називають АЦП послідовного наближення або АЦП з порозрядним врівноважуванням. Схема АЦП порозрядного кодування приведена на рис. 15.32. Основою схеми є регістр послідовного наближення (РПН). Алгоритм його роботи такий: РПН послідовно, починаючи зі старшого розряду формує на виході *Q* сигнал лог. "1", який в залежності від сигналу, що надходить на його керуючий вхід з виходу компаратора, або залишається незмінним, або замінюється сигналом логічного "0". Часові діаграми роботи АЦП порозрядного кодування приведені на рис. 15.32.

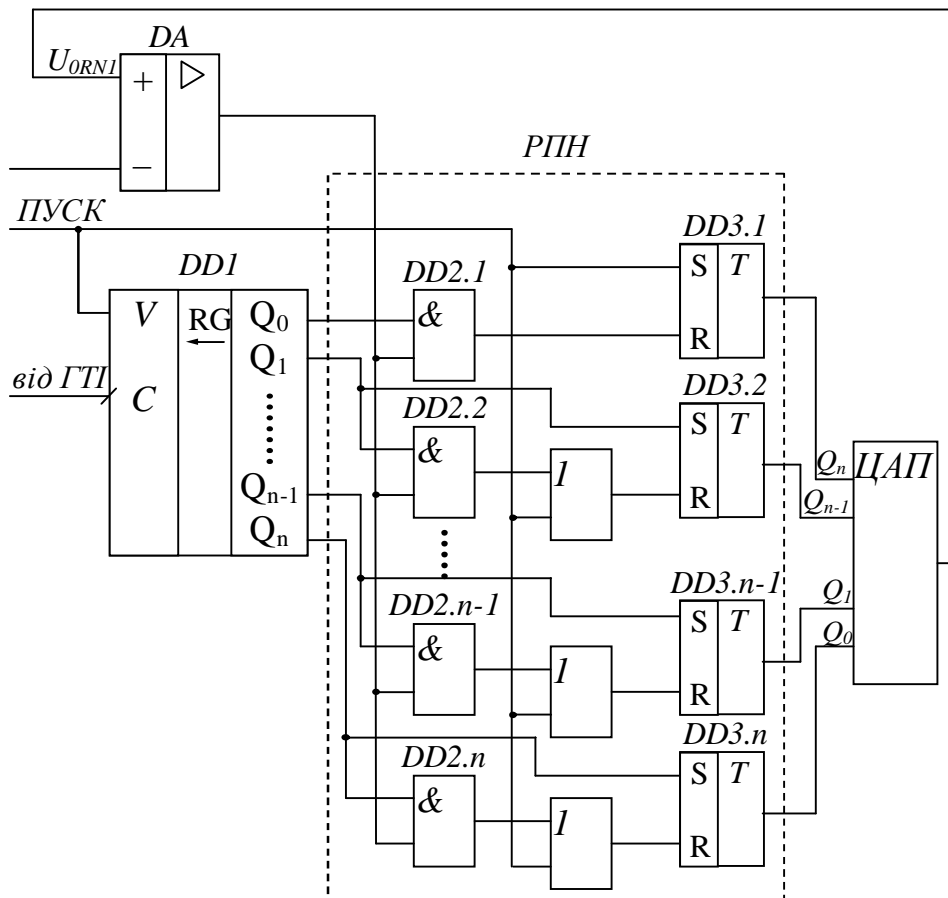


Рис. 15.32. Схема АЦП з порозрядним кодуванням

У момент часу t_0 за сигналом "ПУСК" у вихідний статичний регістр РПН, який виконується на RS-тригерах $DD3.1, DD3.2 \dots DD3.n$ записується код, що містить "1" тільки в старшому розряді Q_n . Цей код за допомогою ЦАП перетворюється в напругу U_{ORN1} , яка на виході компаратора DA порівнюється з вхідною напругою пристрою. Якщо $U_{ORN1} > U_{ex}$, то на виході компаратора формується одиничний сигнал, якщо $U_{ORN1} \leq U_{ex}$ – нульовий сигнал.

Одночасно сигналом "ПУСК" у молодший розряд Q_0 зсувного регістра DD1 РПН по фронту ГТІ так само записується сигнал логічної "1". Цей сигнал відкриває логічний перемикач на елементі DD2.1 і вихідний сигнал компаратора передається на вхід R тригера DD3.1. При цьому, якщо $U_{ORN1} > U_{ex}$, то тригер DD3.1 скидається і на виході РПН формується нульовий код. У протилежному випадку ($U_{ORN1} \leq U_{ex}$) тригер DD3.1 залишається встановленим і на виході РПН зберігається код з одиницею в старшому розряді.

Наступний фронт ГТІ зсуває код, записаний у DD1 уліво. У результаті цього сигнал логічної "1" переміщується в його перший розряд (Q_1), що встановлює тригер DD3.1. На виході РПН формується код, що містить одиницю в розряді Q_{n-1} , а на виході ЦАП – нове значення напруги, яке дорівнює U_{ORN2} . Ця напруга також порівнюється з U_{ex} . Так як сигнал логічної одиниці присутній тільки на виході Q_1 регістра DD1, то вихідний сигнал компаратора DA може впливати на вхід R тільки тригера DD3.2. При цьому, якщо $U_{ORN2} > U_{ex}$, то DD3.2 скидається, а якщо $U_{ORN2} \leq U_{ex}$ – тригер залишається встановленим.

Наступний імпульс ГТІ зсуває код, записаний у DD1, вліво і процес продовжується аналогічно описаному доти, поки сигнал логічної "1" і не досягне старшого розряду Q_n регістра DD1. У цьому випадку по імпульсу ГТІ регістр DD1 встановлюється в нуль і процес перетворення завершується. Шукане значення вихідного коду зчитується з виходу РПН.

З приведенного алгоритму випливає, що число імпульсів, необхідне для виконання перетворення, дорівнює розрядності вихідного коду АЦП, тобто час перетворення дорівнює $t_c = a \cdot T_{ГТІ}$, де a – розрядність АЦП.

Через свою достатню простоту і високу швидкодію даний тип АЦП знаходить широке застосування. Умовне графічне позначення АЦП наведено на рис. 15.33, а.

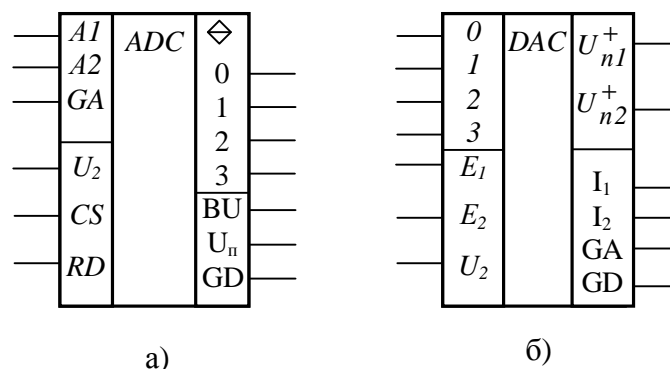


Рис. 15.33. Умовне графічне позначення АЦП (а) та ЦАП (б) в інтегральному виконанні

15.9.2. Цифро-аналогові перетворювачі

Підсистема виводу інформації, що зв'язує керуючу ЕОМ або мікропроцесорну систему є апаратурою керування технологічним процесом, обов'язково має цифро-аналогові перетворювачі.

Це зумовлено тим, що виконавчі механізми керування технологічним процесом розраховані на аналогові сигнали, тому системи повинні мати пристрій, який перетворить цифрові коди в аналогові сигнали.

Пристрій перетворення цифрового коду в пропорційний йому аналоговий сигнал називається цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП).

До основних характеристик ЦАП відносять: точність (похибку); розрізнявальну здатність; час перетворення; діапазон зміни вихідної величини; температурний коефіцієнт нестабільності.

Точність – визначається відхиленням дійсної вихідної аналогової величини від теоретичного значення. На точність ЦАП впливають значення основних параметрів і температурні дрейфи елементів схеми.

Більшість ЦАП складається з 5 функціональних елементів або модулів (рис. 15.34). Особе місце у структурі ЦАП займає декодувальна схема.

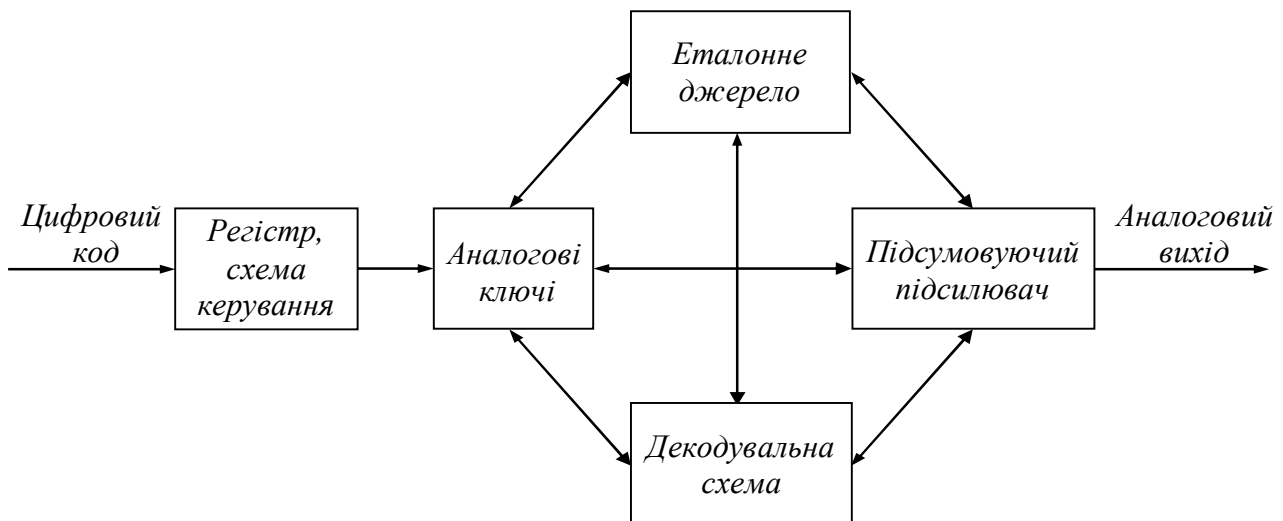


Рис. 15.34. Функціональна схема ЦАП

Декодувальна схема – призначена для забезпечення на її виході аналогового значення напруги або струму, значення яких повинні бути пропорційні вхідному цифровому коду. Процес декодування припускає підключення напруги або струму визначеної величини за допомогою аналогових ключів та підсумовування результируючих напруг або струмів відповідним чином. Кожна цифра декодованого числа керує аналоговим ключем, і величина сигналу від еталонного джерела зважується у відповідності зі значенням позиції коду числа. Кожен розряд двійкового коду має визначену "вагу". Вага i -го розрада в два рази більше за вагу $(i - 1)$ -го. Роботу ЦАП можна описати наступним виразом:

$$u_{\text{вих}} = e(Q_1 \cdot 1 + Q_2 \cdot 2 + Q_3 \cdot 4 + Q_4 \cdot 8 + \mathbf{K}),$$

де e – напруга, що відповідає вазі молодшого розряду; Q_i – значення i -го роз-

ряду двійкового коду ("0" або "1").

Наприклад, числу 1001 відповідає $u_{вих} = e(1 \cdot 1 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 4 + 1 \cdot 8) = 9e$, а числу 1101 відповідає напруга $u_{вих} = e(1 \cdot 1 + 1 \cdot 2 + 0 \cdot 4 + 1 \cdot 8) = 14e$.

Умовне графічне позначення ЦАП наведено на рис. 15.33, б.

Контрольні запитання

1. Які Вам відомі системи числення?
2. Як перевести будь-яке число з однієї системи числення в іншу?
3. Як можуть бути представлені числа в цифрових пристроях? Поясніть особливості кожного способу.
4. Яким чином поділяють за способом введення і виведення кодових слів логічні пристрої?
5. Які особливості мають комбінаційні пристрої?
6. Як функціонують послідовастні пристрої?
7. Які можна задавати логічні функції?
8. Які ви знаєте логічні операції?
9. Дайте пояснення властивостям логічних операцій кон'юнкції, диз'юнкції та інверсії.
10. Перелічіть основні типи логічних елементів.
11. Поясніть принцип дії логічного елемента з транзисторно-транзисторною логікою.
12. Поясніть принцип дії логічного елемента з К-МОН-логікою.
13. Дайте характеристику основним параметрам логічних елементів.
14. Які існують типи тригерів? Дайте пояснення особливостям їх роботи.
15. Як будуються комбінаційні логічні пристрої?
16. Що називається шифратором? Як він працює?
17. Що називається дешифратором? Як він працює?
18. Що називається мультиплексором? Як він працює?
19. Що називається демультимплексором? Як він працює?
20. Що називається регістром? Які існують типи регістрів?
21. Що називається лічильником? Які існують типи лічильників?
22. Як працює лічильник на додавання?
23. Скільки розрядів повинен мати лічильник на виході для підсумовування 45 імпульсів?
24. Які існують типи запам'ятовуючих пристроїв?
25. Що значить інформаційна ємність запам'ятовуючого пристрою?
26. Поясніть особливості відеопам'яті.
27. Для якої мети використовують ПЗП? ОЗП? ППЗП?
28. Які Ви знаєте типи RAM? ROM? PROM?
29. Для якої мети застосовують ЦАП та АЦП?
30. Яким чином здійснюється перетворення аналогового сигналу у цифровий код та навпаки – цифрового коду у аналоговий сигнал?

Типові задачі

1. Переведіть з десятичної системи числення у двійкову, восьмирічну та шістнадцятирічну числа 12, 125, 985.
2. Переведіть з шістнадцятирічної системи числення у двійкову та десятичну числа 15F, AF5BC, 5FF4D.

3. Переведіть з десяткової системи числення у код 8421 числа 156, 548, 1496.
4. Яка послідовність імпульсів буде на виході елемента АБО-НІ при наступних сигналах на його вході $x_1=10010100$, $x_2=01010101$
5. Яка послідовність імпульсів буде на виході комбінаційного логічного пристрою, який необхідно реалізувати за рівнянням $F = A \wedge \bar{B} \vee (C \subset \overline{A \wedge B}) \wedge B$, якщо $A=10010101$, $B=10001001$, $C=11110001$.
6. Чому буде дорівнювати сигнал на виході 10-ти розрядного ЦАП, якщо напруга, що відповідає вазі молодшого розряду дорівнює $0,001$, а $x=1011001110$.

ОСНОВИ МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ

У будь-якій сфері людської діяльності – у науці, техніці, виробництві – методи і засоби обчислювальної техніки спрямовані на підвищення продуктивності праці. У зв'язку з цим рівень фахівців в істотній мірі визначається їхньою підготовкою в напрямках, зв'язаних з застосуванням засобів обчислювальної техніки:

Ї автоматизоване керування технологічними процесами, включаючи автоматизовані контроль і діагностику технічних засобів;

Ї використання ЕОМ для автоматизованого проектування, наукових досліджень, адміністративно-організаційного керування.

Стрімке удосконалювання технології виробництва інтегральних напівпровідникових компонентів, що забезпечило можливість створення високоєкономічних цифрових пристроїв обробки і збереження інформації, а також поява ефективних засобів програмування здійснюють все більш істотний вплив не тільки на розвиток техніки вимірів і керування, але і на підхід до автоматизації взагалі. Перші спроби застосування цифрових пристроїв для автоматизації виробничих процесів відносяться до початку 60-х рр., коли були розроблені перші керуючі обчислювальні машини. У 70-х рр. ЕОМ стала звичайним елементом устаткування автоматизованих систем.

Подальший розвиток електронної обчислювальної техніки привів до її широкого застосування як у військовій справі – складової частини автоматизованих систем керування військами й озброєнням, так і в системах керування і контролю у виробництві і різних галузях знань. Це визначило підвищення вимог до кваліфікації сучасного інженера, якому необхідно знати основи організації і функціонування керуючих електронних обчислювальних машин.

§ 16.1. Принципи роботи ЕОМ

16.1.1. Етапи розвитку електронних обчислювальних машин

Перша електронна обчислювальна машина (ЕОМ) була створена в 1946 р. В наступний період до 1955 р. відбувалося становлення обчислювальної техніки. У цей час визначилися основні принципи побудови ЕОМ. Потім з періодичністю 5 – 7 років відбувався перехід до ЕОМ принципово нових типів, що використовують більш зроблену елементну базу, що мають нову структуру, що розширює їхні можливості і забезпечує великі зручності при роботі з ними людини. У зв'язку з цим з'явилося поняття *покоління* ЕОМ.

Для *ЕОМ першого покоління* (40-і – початок 50-х років) характерні наступні ознаки. Будувалися вони на дискретних компонентах з використанням електровакуумних приладів, мали низьку надійність, у них застосовувалися запам'ятовуючі пристрої на ультразвукових лініях затримки та електронно-променевих трубках. Орієнтувалися машини в основному на рішення науково-технічних задач, для яких характерні відносно невеликі обсяги вихідних даних і результатів рішення.

В *ЕОМ другого покоління* (середина 50-х – 60-і роки) в якості елементної бази застосовувалися дискретні компоненти і напівпровідникові прилади (транзистори і діоди), монтаж здійснювався з використанням друкованих плат, запам'ятовуючі пристрої виконувалися на тороїдальних феритових сердечниках. Все це підвищило швидкодію і надійність машин. В *ЕОМ другого покоління* забезпечувалася можливість обміну даними між *ЕОМ* і великим числом зовнішніх пристроїв. *ЕОМ* стали успішно застосовуватися і для рішення економічних задач.

Самий яскравий представник радянських *ЕОМ* другого покоління – БЭСМ-6 (рис. 16.1). Багато принципів її структурної організації були революційними для свого часу і, власне кажучи, передбачали архітектурні особливості машин третього та наступного поколінь. По цілому ряду властивостей це була незвичайна машина. Тут було реалізоване розшарування оперативної пам'яті на блоки, що допускають одночасну вибірку інформації, що дозволяло різко підвищити швидкодію звертань до системи пам'яті. Метод буферизації запитів до системи пам'яті разом зі спеціальними механізмами пристрою керування давав можливість



Рис. 16.1. Загальний вигляд *ЕОМ* другого покоління БЭСМ-6

згладити нерівномірність надходження запитів до пам'яті і тим самим підвищити ефективність її використання. Ще однією структурною особливістю БЭСМ-6 є поява прообразу сучасної кеш-пам'яті – понадоперативної, неадресуємої з програми пам'яті невеликого обсягу, у якій розміщалися часто використовувані операнди і невеликі внутрішні командні цикли. Застосування таких швидких регістрів дозволяло скоротити число звертань до ОЗП й істотно підвищити загальну швидкодію машини. Вперше в світі, в радянських *ЕОМ* було реалізовано конвеєрне асинхронне виконання команд процесора. Крім того, у БЭСМ-6 вперше знайшла втілення ідея віртуальної пам'яті – апаратний спосіб перетворення математичних (віртуальних) адрес у фізичні. Підтримувалася посторінкова організація пам'яті і на цій основі – засоби захисту інформації, була створена розвита система переривань, необхідна для ефективної реалізації багатозадачності і звертання до зовнішніх пристроїв.

В *ЕОМ третього покоління* (60-і роки) в якості елементної бази використовували інтегральні мікросхеми. Завдяки цьому *ЕОМ* третього покоління, в порівнянні з *ЕОМ* другого покоління, мали менші габаритні розміри і споживану потужність, більш велику швидкодію і надійність, широко застосовувалися в найрізноманітніших областях діяльності людини.

В *ЕОМ четвертого покоління* (70-і роки) в якості елементної бази використовували інтегральні мікросхеми високого ступеня інтеграції – *великі інтегральні схеми* (ВІС). З їхньою допомогою на одному кристалі можна створити пристрої, що містять тисячі і десятки тисяч транзисторів. Компактність вузлів при використанні ВІС дозволяє будувати *ЕОМ* з великим числом обчислювальних пристроїв – процесорів (так звані багатопроцесорні обчислювальні системи).

Останнім часом створюються *ЕОМ* і обчислювальні системи *п'ятого покоління*. Ці *ЕОМ* мають високу продуктивність, компактність і низьку вартість

(ці характеристики поліпшуються в кожному наступному поколінні ЕОМ). Основна особливість ЕОМ п'ятого покоління полягає в їхній високій інтелектуальності, що забезпечує можливість спілкування людини з ЕОМ природною мовою, здатності ЕОМ до навчання і т.д. Швидкодія ЕОМ п'ятого покоління досягає десятків мільярдів операцій у секунду, вони мають пам'ять у десятки мегабайтів і будуються на *понадвеликих* ВІС, на кристалі яких розміщуються десятки мільйонів транзисторів.

Важко вказати формальну відмінність обчислювальної системи і ЕОМ. Обчислювальну систему звичайно відрізняє спеціалізація, великий зв'язок із середовищем, широкі обчислювальні можливості. Так, дуже часто в обчислювальній системі використовують не один процесор, а кілька, що утворюють багатопроцесорну (мультіпроцесорну) систему. Як правило, обчислювальні системи використовують для керування технологічним процесом у реальному масштабі часу, коли обробка інформації повинна здійснюватися за час, що не перевищує час плин timer самого процесу. Від обчислювальної системи у цьому випадку потрібно багато: велика швидкодія і високий рівень надійності, надзвичайна оперативність і "живучість", тобто здатність виконувати покладені на неї функції навіть при виході з ладу якихось елементів. Сучасні ЕОМ ще не забезпечують виконання цих вимог, тому приходиться створювати спеціалізовані обчислювальні системи.

16.1.2. Структура ЕОМ

ЕОМ складається з ряду пристроїв, взаємодіючих один з одним у процесі рішення задачі (рис. 16.2).

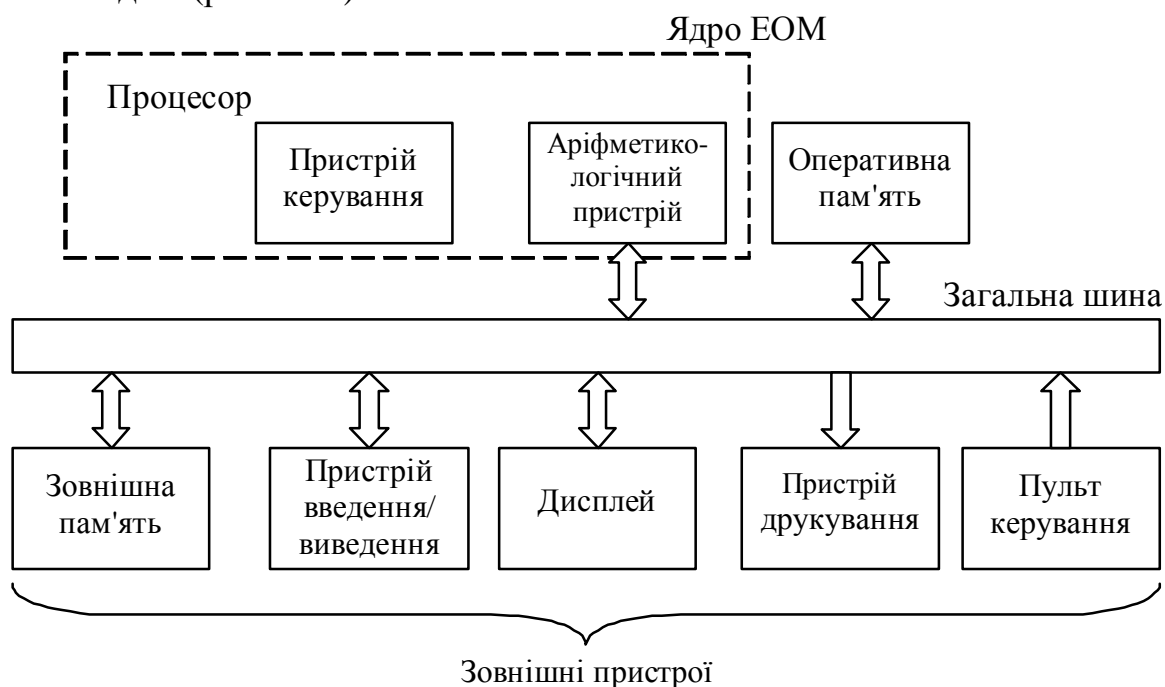


Рис. 16.2. Структура ЕОМ

Оперативна пам'ять (ОП) служить для збереження програми, вихідні дані задачі, проміжних і кінцевих результатів рішення задачі.

Арифметико-логічний пристрій (АЛП) призначений для виконання передбачених в ЕОМ арифметичних і логічних операцій. Дані, що беруть участь в операціях, вибираються з ОП, результати операцій відсилаються в ОП. Для прискорення вибірки операндів (даних, що беруть участь в операціях) АЛП може забезпечуватися власною місцевою пам'яттю (понадоперативним запам'ятовуючий пристроєм – ПОЗП) на невелике число даних, яка володіє швидкодією, що перевищує швидкодію ОП. При цьому результати операцій, якщо вони беруть участь у наступних операціях, можуть не відсилатися в ОП, а зберігатися в ПОЗП.

Пристрій керування (ПК), посилаючи у визначеній часовій послідовності керуючі сигнали в пристрої ЕОМ, забезпечує їх відповідне функціонування і взаємодію одного з одним.

АЛП й ПК поєднують під загальною назвою *процесор*. Процесор разом з оперативною пам'яттю утворює *ядро ЕОМ*.

Крім цих вузлів ЕОМ забезпечується рядом інших пристроїв, які називають *зовнішніми*. Вони забезпечують розширення можливостей ЕОМ, полегшують користування ними. До складу зовнішніх пристроїв можуть входити наступні вузли.

Зовнішня пам'ять (ЗП) – пам'ять, що має відносно невисоку швидкодію, але в порівнянні з ОП істотно більш високу ємність. У силу того, що швидкодія зовнішньої пам'яті значно нижче швидкодії АЛП, останній в процесі роботи взаємодіє лише з ОП, одержуючи з неї команди і дані, відсилаючи в цю пам'ять результати операцій. Часто при рішенні складних задач ємність ОП виявляється недостатньою. У цих випадках у процесі рішення задач дані визначеними порціями можуть пересилатися з зовнішньої пам'яті в ОП, відкіля вони потім вибираються для обробки в АЛП.

Дисплей дозволяє відображати на екрані різноманітну інформацію, зв'язану з процесом рішення задачі.

Пристрій друкування забезпечує можливість видачі різноманітної документації.

За допомогою *пристроїв введення і виведення* ЕОМ може обмінюватися даними, які передаються по лініях зв'язку з іншими ЕОМ а також з іншими пристроями та системами (Internet, Enternet, Flash-пам'ять, системи датчиків та інші).

Через *пульт керування* людина вводить в ЕОМ дані і команди виконання різноманітних дій.

16.1.3. Команди

У процесорі передбачається можливість виконання великого числа різних операцій. Кожна з них являє собою найпростіші арифметичні або логічні дії, такі, наприклад, як додавання, вирахування, множення і розподіл чисел, пересилання кодів і т.п. При цьому в кожній операції беруть участь не більш двох операндів. У зв'язку з цим розв'язувана задача повинна бути попередньо представлена послідовністю таких операцій, що здатна виконувати ЕОМ. Потім на

кожну з цих операцій повинна бути складена так називана *команда*. Сукупність команд, що утворює *програму* рішення задачі, повинна бути поміщена в ОЗП.

Команда повинна містити всі необхідні для виконання операції вказівки: вид операції, місце, де зберігаються операнди даної операції і куди повинний бути поміщений результат операції.

Розглянемо взаємодію пристроїв ЕОМ у процесі рішення задачі. Перед рішенням задачі набір команд, що утворить програму рішення, розміщується в послідовних осередках оперативної пам'яті так, що адреса осередка, що містить наступну команду, на одиницю більше адреси осередка, у яку поміщена попередня команда.

Процес реалізації програми складається в послідовній вибірці з ОП команд і їхньому виконанні. Викликана з ОЗП в центральній пристрій керування (ЦПК) чергова команда зберігається в ньому увесь час виконання операції. ЦПК вибирає з команди першу адресу A_1 пересилає її в ОЗП і подає сигнал зчитування. З ОЗП видається перший операнд. ЦПК подає в АЛП сигнал відмикання входів регістра, у який повинен бути прийнятий цей операнд. Аналогічно по другій адресі A_2 здійснюється передача з ОЗП в АЛП другого операнда. Потім ЦПК подає в АЛП керуючі сигнали, під дією яких виконується передбачена командою операція. Після одержання результату операції ЦПК передає в ОЗП третю адресу A_3 , подає сигнал запису і відкриває вихід регістра АЛП, що зберігає результат операції.

Далі в ОЗП передається адреса чергової команди, сформованої в ЦПК (наприклад, шляхом збільшення на одиницю адреси попередньої команди), у ЦПК надходить наступна команда і т.д.

§ 16.2. Загальні питання побудови процесора

16.2.1. Аналогові і цифрові методи обробки інформації

Обробка інформації може здійснюватися двома методами: *аналоговим*, при якому величини, що беруть участь в обробці, представляються в аналоговій формі (звичайно рівнями напруги чи струму), або *цифровим*, при якому величини представляються в цифровій формі й обробка зводиться до послідовності дій (операцій) над числами. У залежності від використовуваного методу обробки розрізняють два типи апаратури: *аналогова*, у якій використовується аналоговий метод обробки, і *цифрова*, у якій застосовується цифровий метод обробки. У цифровій апаратурі основним пристроєм, у якому безпосередньо виконується обробка, є процесор.

В аналоговій апаратурі обробка інформації реалізується шляхом перетворень між струмами і напругами виду

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt}, \quad u_R = i_R \cdot R,$$

виконуваних відповідно індуктивними, ємнісними, резистивними елементами, а також елементами посилення і нелінійних перетворень. Кожен елемент анало-

гового пристрою в кожен момент часу знаходиться в режимі активного виконання характерних для цих елементів операцій; таким чином, виконання операцій носить паралельний характер (одночасно виконуються операції в багатьох елементах пристрою).

У процесорі обробка інформації здійснюється послідовним виконанням найпростіших арифметичних і логічних операцій над числами (наприклад, додавання пари чисел, зсування числа вліво, вправо).

Для одержання результатів, що в аналоговій апаратурі можуть бути отримані за допомогою відносно простого ланцюга, при цифровому методі обробки потрібно залучення великого числа відносно складних вузлів (регістрів, суматорів, та інших пристроїв) і пристрою, що координує їхню роботу.

Отже, для цифрової обробки необхідні пристрої з великим числом елементів. При цьому забезпечується більш низька швидкодія, чим при аналогових методах обробки. Однак цифрові методи в порівнянні з аналоговими мають ряд достоїнств: можливість забезпечення будь-якої точності обробки, висока перешкодозахищеність, висока стабільність характеристик обробки, можливість виконання таких видів обробки, що аналоговими методами або важкоздійсненні, або зовсім нездійсненні.

Апаратна складність цифрових пристроїв колись приводила до високої вартості устаткування, великим його габаритним розмірам і масі, високому споживанню енергії, в зв'язку з чим цифрові методи в більшості випадків виявлялися неприйнятними для практичного користування. Ситуація змінилася завдяки досягненням мікроелектроніки, що забезпечує в одній мікросхемі упакування тисяч і десятків тисяч елементів. В даний час цифрові пристрої мають малу вартість, габаритні розміри, масу, низьке споживання енергії. Це пояснює їхнє широке використання в тих випадках, коли вони можуть забезпечити необхідну швидкість обробки.

16.2.2. Структура процесора

Процесор здійснює безпосередньо обробку даних і програмне керування процесом обробки даних. Він синтезується у виді з'єднання двох пристроїв: операційного і керуючого (рис. 16.3).

Операційний пристрій – пристрій, у якому виконуються операції. Він включає як вузли: регістри, суматори, канали передачі інформації, мультиплектори для комутації каналів, шифратори, дешифратори і т.д.

Керуючий пристрій – координує дії вузлів операційного пристрою. Він здійснює в деякій часовій послідовності керуючі сигнали, під дією яких у вузлах операційного пристрою виконуються необхідні дії.

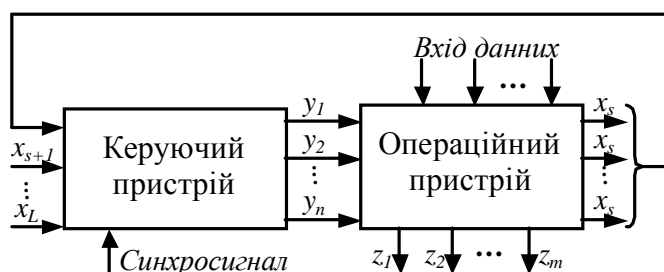


Рис. 16.3. Структура процесора

Процес функціонування операційного пристрою розпадається на послідовність елементарних дій у його вузлах. Кожна така елементарна дія, виконувана

в одному з вузлів операційного пристрою протягом одного тактового періоду, називається *мікрооперацією*.

У визначені тактові періоди одночасно можуть виконуватися кілька мікрооперацій. Така сукупність одночасно виконуваних мікрооперацій називається *мікрокомандою*, а весь набір мікрокоманд, призначений для рішення визначеної задачі, — *мікропрограмою*.

16.2.3. Підходи до побудови процесорів

Існує два принципово різних підходи до проектування керуючого пристрою: використання принципу схемної логіки і використання принципу програмної логіки.

У *першому випадку* в процесі проектування підбирається деякий набір цифрових мікросхем (звичайно малого і середнього ступеня інтеграції) і визначається така схема з'єднання їхніх виводів, що забезпечує необхідне функціонування (тобто функціонування процесора визначається тим, які обрані мікросхеми і за якою схемою виконано з'єднання їх виводів). Пристрої, засновані на такому принципі схемної логіки, здатні забезпечувати найвищу швидкодію при заданому типі технології елементів. Недолік цього принципу побудови процесора складається в труднощі використання ВІС і ПВІС. Це зв'язано з тим, що при використанні схемного принципу кожен розроблювальний процесор виявиться індивідуальним по схемній побудові і зажадає виготовлення індивідуального типу ВІС. випускаються Тоді промисловістю ВІС виявляться вузькоспеціалізованими, число типів, що випускаються, ВІС буде великим, а потреба в кожному типі ВІС виявиться низкою. Випуск багатьох типів ВІС малими серіями по кожному типі для промисловості виявиться економічно не вигідним.

Другий підхід у створенні процесорів заснований на використанні принципу програмувальної логіки. Цей підхід припускає побудова з використанням однієї чи декількох ВІС деякого універсального пристрою, у якому необхідне функціонування (тобто спеціалізація пристрою на виконання визначених функцій) забезпечується занесенням у пам'ять пристрою визначеної програми (чи мікропрограми). У залежності від уведеної програми такий універсальний керуючий пристрій здатний забезпечувати необхідне керування операційним пристроєм при рішенні найрізноманітніших задач. У цьому випадку число типів ВІС, необхідних для побудови керуючого пристрою, виявиться невеликим, а потреба в ВІС кожного типу високою, що забезпечить доцільність їхнього випуску промисловістю.

Дотепер мова йшла про побудову керуючих пристроїв процесорів. Тепер розглянемо умови для широкого використання ВІС в операційних пристроях процесорів. Можна побудувати операційний пристрій з таким набором вузлів і такою схемою їхнього з'єднання, що забезпечили б рішення різноманітних задач. Задача, розв'язувана подібним універсальним операційним пристроєм, визначається тим, яка мікропрограма зберігається в керуючому пристрої. Таким чином, незалежно від розв'язуваної задачі, може бути використаний той саме операційний пристрій. Завдяки тому, що потреба в таких пристроях виявиться

високою, вони можуть бути побудовані з використанням ВІС.

Проте, необхідно мати на увазі, те, що найвища швидкодія досягається в процесорах, у яких керуючий пристрій будується з використанням принципу схемної логіки, а операційний пристрій виконується у виді пристрою, спеціалізованого для рішення конкретної задачі.

Процесор, побудований на одній чи декількох ВІС, називається *мікропроцесором*.

Мікропроцесор – самостійний, чи вхідний до складу ЕОМ пристрій, виконаний на одній чи декількох великих інтегральних схемах (ВІС), що здійснює обробку інформації і керує цим процесом. Звичайно мікропроцесор містить арифметико-логічний пристрій (АЛП), блок керування і синхронізації, локальну пам'ять (понадоперативний запам'ятовуючий пристрій), реєстри й інші блоки, необхідні для виконання обчислювального процесу.

Мікропроцесор реалізує такі функції, як вибірку в запропонованій програмі послідовності, декодування і керування виконанням команд, а також виконання операцій тестування і перетворення даних. Таким чином, він організує і почасти здійснює задану у виді програми послідовність дій – процес, відкіль і назва – процесор, мікропроцесор.

Набір ВІС, що забезпечують побудову цифрових пристроїв, утворює *мікропроцесорний комплект* (МПК). Він дозволяє спільно з порівняно невеликим числом мікросхем середнього і малого ступеня інтеграції створювати мініатюрні обчислювальні пристрої для різноманітних застосувань.

За допомогою МПК реалізуються *мікропроцесорні системи* (МПС). Якщо в пристрої, побудованому на принципі схемної логіки, будь-яка зміна розширення виконуваних функцій викликає демонтаж пристрою і монтаж іншого пристрою за новою схемою, то в МПС завдяки використанню принципу програмної логіки зміна функцій може бути досягнута заміною програми, що зберігається в пам'яті, новою програмою, що відповідає новим функціям пристрою. Подібна гнучкість разом з іншими, зв'язаними з використанням ВІС перевагами (низькою вартістю, малими розмірами), а також висока точність і перешкодозахищеність, характерні для цифрових методів, обумовили бурхливе впровадження МПС у різні сфери виробництва, наукові дослідження і побутову техніку.

Мікропроцесорні системи у свою чергу забезпечили широке використання цифрових методів у різних технічних застосуваннях, і розмах впровадження цих нових методів розглядається як революція в техніці.

Мікропроцесор працює не сам по собі, а в складі обчислювального пристрою, куди також входять запам'ятовуючий пристрій для збереження програм і даних і органи керування периферійним устаткуванням. Усе це може бути розміщене і звичайно розміщується на одній платі з друкованими електричними з'єднаннями, утворюючи так званий *одноплатний мікрокомп'ютер*. Однак поряд з одноплатними існують мікрокомп'ютери, виконані на декількох друкованих платах, а також однокристальні мікрокомп'ютери у виді великої інтегральної схеми, на якій розміщені процесор, пам'ять і деякі засоби керування периферією.

Багатоплатна реалізація характеризується найбільшою гнучкістю: можна варіювати і розширювати набір контролерів, нарощувати пам'ять, підключати допоміжні процесори. Однокристальний мікрокомп'ютер найменш гнучкий, але має такі переваги як компактність, надійність, низька вартість.

§ 16.3. Мікропроцесорні системи

16.3.1. Структура мікропроцесорної системи

Розглянемо структурну схему мікропроцесорної системи (МПС), яка приведена на рис. 16.4.

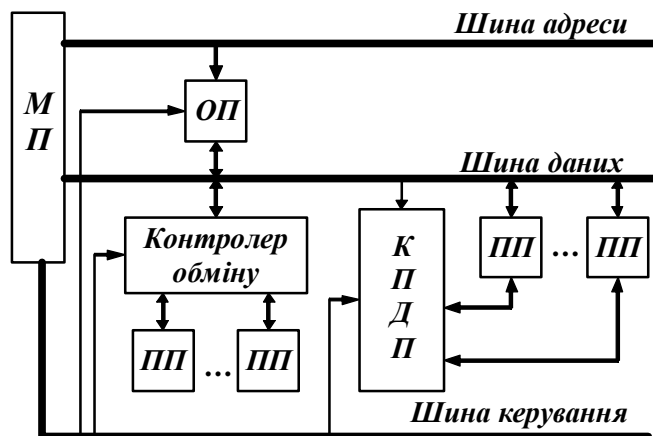


Рис. 16.4. Структура мікропроцесорної системи

Функціонування МПС зводиться до наступної послідовності дій:

- *одержання даних* від різних периферійних пристроїв (із клавіатури терміналу, від дисплеїв, з каналів зв'язку, від різного типу зовнішніх запам'ятовуючих пристроїв),
- *обробка даних*;
- *видача результатів обробки* на периферійні пристрої (ПП). При цьому дані від ПП, що підлягають обробці, можуть надходити і у процесі їхньої обробки.

Для виконання цих дій у МПС крім мікропроцесора передбачаються наступні пристрої:

- *оперативна пам'ять (ОП)*, призначена для збереження і видачі по запитах команд програм, що визначають роботу мікропроцесора, а також даних (вихідних даних, проміжних і кінцевих результатів обробки даних у мікропроцесорі);
- *контролери* – пристрої, що забезпечують обмін даними різних ПП з мікропроцесором і ОП.

Мікропроцесор видає на шину адреси номер (адресу) осередку ОП, у якому зберігається чергова команда. З шини керування в ОП надходять сигнали, що забезпечують зчитування вмісту шиною адреси, що вказується, осередки пам'яті. Оперативна пам'ять видає запитану команду на шину даних, відкіль вона приймається в мікропроцесор. Тут команда розшифровується. Якщо дані, дії над який передбачає команда, знаходяться в регістрах мікропроцесора, то мік-

ропроцесор приступає до виконання зазначеної в команді операції. Якщо при розшифровці команди з'ясується, що дані, що беруть участь в операції, знаходяться в ОП, то мікропроцесор виставляє на шину адреси адресу осередка, що зберігає ці дані; після видачі даних з нього мікропроцесор приймає їх через шину даних, і виконується операція над даними. Після завершення поточної команди на шину адреси видається адреса наступної команди, і процес повтворюється.

Обмін даними з ПП може здійснюватися в такий спосіб. Група ПП підключається до шини даних МПС через *контролер обміну (пристрій сполучення)*, керуючий процесом обміну даними. До початку безпосереднього обміну даними з ПП мікропроцесор через шину даних повинен видати в контролер інформацію про режими, які використовуються при передачі, напрямках передачі даних (від мікропроцесора до ПП або, навпаки, від ПП до мікропроцесора), що використовуються надалі при обміні даними з кожним з підключених до контролера ПП. Потім у момент, коли буде потрібно, наприклад, передати в ОП дані з ПП дані, мікропроцесор, виконуючи команду введення, подає на контролер відповідні керуючі сигнали; дані з ПП приймаються в реєстр контролера, відкіля вони контролером видаються на шину даних. Далі ці дані із шини даних приймаються в мікропроцесор, після чого в процесі виконання відповідної команди вони передаються в ОП.

Аналогічно відбувається обмін даними в зворотному напрямку – від ОП до ПП. По відповідній команді програми здійснюється прийом з ОП у мікропроцесор даних, які підлягають передачі, після чого по одній з наступних команд ці дані видаються на шину даних і через контролер обміну передаються на ПП.

Описаний обмін припускає, що моменти обміну даними відомі заздалегідь уже на етапі програмування, і в програмі передбачаються у визначених місцях відповідні команди, що забезпечують обмін. Моменти обміну можуть визначатися і самим ПП. Тоді ці моменти програмісту виявляються невідомими, він не може передбачити в програмі відповідні команди обміну. У цих випадках ПП, подаючи в мікропроцесор визначені сигнали, переводить його в стан *переривання*. У цьому стані мікропроцесор припиняє виконання основної програми і переходить до виконання інших програм, що зберігається в ОП (так звана *програма переривання*), що забезпечує обмін даними, необхідний периферійним пристроям. Після закінчення такої програми, що перериває, мікропроцесор повертається до виконання основної програми.

Описані способи забезпечують низьку швидкість обміну і застосовувати їх доцільно при обміні даними з низькошвидкісним ПП. При роботі з високошвидкісними ПП (такими, як запам'ятовуючі пристрої на дисках та ін.) використовується так званий *режим прямого доступу до пам'яті* (ПДП). У цьому режимі мікропроцесор відключається від шин адреси і даних, надаючи їх у розпорядження ПП для безпосереднього обміну даними з ОП (без участі мікропроцесора). Обмін при цьому організується спеціальним *контролером ПДП*.

У режимі ПДП ПП обмінюється з ОП не одиночними даними, а великими блоками даних. У контролер ПДП мікропроцесор попередньо поміщає інформацію, необхідну для керування обміном (адреса осередку ОП, куди записується-

ся чи відкіля зчитується перше підлягаюче обміну слово, кількість слів у блоці та ін.). У процесі обміну контролер ПДП видає на шину адреси адресу осередку ОП, після закінчення передачі слова між ОП і ПП через шину даних контролер ПДП збільшує на одиницю значення адреси, видаваного на шину адреси. Після завершення передачі заданої кількості слів контролер ПДП припиняє обмін, інформуючи про це мікропроцесор. Останній поновлює зв'язок із шинами адреси і даних і продовжує виконання програми.

§ 16.4. Побудова мікропроцесорних систем з використанням мікропроцесорних комплектів

Всі елементи мікропроцесорів із програмною логікою – операційний пристрій, пам'ять, що керується і блок мікропрограмного керування – можуть розміщатися на одному кристалі, тобто весь мікропроцесор може бути виконаний у виді однієї мікросхеми. Так реалізовані мікропроцесори у вітчизняних серіях мікропроцесорних комплектів КР580 і КР1810. Керуюча пам'ять мікропроцесорів такого типу зберігає набір мікропрограм, описаний у неї вже на етапі виготовлення мікросхеми на заводі. Кожна мікропрограма являє собою послідовність мікрокоманд, що забезпечує виконання деякої нескладної операції. При надходженні в мікропроцесор команди з операційного пристрою в пам'ять, що керується, знаходиться відповідна команді мікропрограма і шляхом послідовного зчитування її мікрокоманд здійснюється прийом з операційного пристрою операндів, виконання над ними деяких найпростіших дій і виклик з операційного пристрою чергової команди. Застосування мікропроцесора, виконаного на одній мікросхемі, спрощує побудову мікропроцесорної системи, скорочує число використовуваних у ній елементів, спрощується процес програмування, тому що програмісту не потрібно записувати виконувані в кожному такті мікрокоманди.

Таке полегшення програмування супроводжується істотним зниженням швидкості рішення задачі. Це зв'язано з тим, що система команд, якою забезпечується мікропроцесор при його заводському виготовленні, універсальна в тім змісті, що вона дозволяє програмувати рішення будь-якої задачі. Але при рішенні конкретної задачі така фіксована система команд може виявитися неефективною: користування нею зажадає великого числа команд, на виконання яких мікропроцесор буде затрачати багато часу. Програма виявляється більш ефективною (потребуючої меншої ємності пам'яті для її збереження і меншого часу для виконання), якщо для її побудови використовується спеціально підібрана для даної конкретної задачі система команд. Такий прийом із введенням нових складених програмістом команд (тобто модифікація системи команд) виявляється неможливим у мікропроцесорах, реалізованих у виді однієї мікросхеми.

16.4.1. Склад мікропроцесорного комплекту серії КР580

Мікропроцесорний комплект (МПК) серії КР580 містить набір ВІС для побудови мікропроцесорних систем щодо невисокої швидкодії, що працюють з

тактовою частотою до 2,5 МГц. В основному на МПК даній серії будуються мікропроцесорні системи, що вирішують задачі, зв'язані з керуванням різноманітними технологічними процесами. У таблиці 16.1 приведений склад МПК серії КР580.

Таблиця 16.1

Склад мікропроцесорного комплекту серії КР580

Тип мікросхеми	Найменування мікросхеми	Виконувана функція
КР580ВМ80А	8-розрядний паралельний центральний процесор (CPU)	Центральний процесор з фіксованою системою команд для обробки паралельної 8-розрядної інформації
КР580ВВ51А	Програмуємий послідовний інтерфейс (УСАПП)	Універсальний синхронно-асинхронний приймально-передавальний пристрій послідовного зв'язку
КР580ВВ55А	Програмуємий паралельний інтерфейс (ППІ)	Програмує введення-виведення паралельної інформації різного формату
КР580ВІ53	Програмуємий таймер	Формує програмно-керовані тимчасові затримки для синхронізації керованих об'єктів у реальному масштабі часу
КР580ВТ57	Програмуємий контролер прямого доступу до пам'яті (ПКДП)	Високошвидкісний обмін інформацією між пам'яттю МПС і периферійними пристроями
КР580ВН59	Програмуємий контролер переривань (ПКП)	Обслуговує до восьми запитів на переривання від зовнішніх пристроїв
КР580ГФ24	Генератор тактових імпульсів (ГІ)	Формує дві послідовності тактових імпульсів, необхідні для роботи центрального процесора
КР580ВК28 КР580ВК38	Системний контролер	Формує сигнали, призначені для керування різними пристроями, що входять у МПС
КР580ВА86 КР580ВА87	Шинний формувач	Двонапрямковий 8-розрядний шинний формувач з високою навантажувальною здатністю і трьома станами
КР580ІР82 КР580ІР83	Буферний регістр	8-розрядний буферний регістр із трьома станами
КР580ВГ75	Програмуємий інтерфейс електронно-променевої трубки	Контролер висновку інформації з пам'яті МПС на екран електронно-променевої трубки
КР580ВВ79	Програмуємий інтерфейс клавіатури і дисплея	Контролер уведення-висновку для клавіатури і дисплея
КР580ВК91А	Інтерфейс мікропроцесор – канал загального користування	Пристрій сполучення мікропроцесора з інформаційно-вимірювальною системою
КР580ВА93	Прийомопередавач мікропроцесор – канал загального користування	Програмуємий прийомопередавач

Комплект має наступні особливості. У ньому передбачена ВІС центрального процесора, що містить в одній мікросхемі операційний і керуючий пристрої. Це істотно спрощує побудова мікропроцесорної системи. Крім того, для полегшення програмування при керуванні мікросхемами МПК застосовується фіксований набір команд. Однак використання такого фіксованого набору ко-

манд знижує швидкодію мікропроцесорної системи. Це зв'язано з тим, що запропонований користувачу стандартний набір команд може виявитися погано пристосованим для рішення конкретної задачі.

Ряд мікросхем, що входять до складу МПК серії КР580, виконані за МОН-технологією, інші – за технологією ТТЛШ. Незалежно від технології вхідні і вихідні сигнали відповідають рівням логічних схем ТТЛ-технології. Це спрощує узгодження мікросхем серії КР580 з мікросхемами ТТЛ-технології будь-яких серій. Отже, не виникає труднощів, якщо при побудові мікропроцесорної системи використовуються мікросхеми ТТЛ-технології, що не входять у МПК даної серії.

Усі мікросхеми МПК серії КР580 призначені для роботи в діапазоні температур $-10...+70$ °С. Мікросхема центрального процесора КР580ВМ80А вимагає трьох джерел напруги живлення: $+12\text{ В} \pm 5\%$, $+5\text{ В} \pm 5\%$, $-5\text{ В} \pm 5\%$; мікросхема генератора тактових імпульсів КР580ГФ24 – двох джерел: $+12\text{ В} \pm 5\%$, $+5\text{ В} \pm 5\%$; всі інші мікросхеми – одного джерела $+5\text{ В} \pm 5\%$.

16.4.2. Мікропроцесор КР580ВМ80А

На рис.16.5 приведена структурна схема ВІС КР580ВМ80А.

Регістри даних. Для збереження даних, що беруть участь в операціях, Передбачено сім 8-розрядних регістрів. Регістр А, який називають *акумулятором*, призначений для обміну інформацією з зовнішніми пристроями (тобто вміст цього регістра може бути видано або на вхід мікропроцесора, або з входу мікропроцесора в нього може бути прийняте від зовнішнього пристрою число), при виконанні арифметичних, логічних операцій і операцій зсунення він служить джерелом операнда (числа, що бере участь в операції), в ньому розміщується результат виконаної операції.

Шість інших регістрів, позначених В, С, D, Е, Н, L, утворюють *блок регістрів загального призначення* (РЗП). (у цих регістрах можуть зберігатися як дані, так і адреси). Ці регістри можуть використовуватися як одиночні 8-розрядні регістри. Якщо необхідно зберігати 16-розрядні двоїчні числа, регістри поєднуються у пари ВС, DE, HL.

Показчик стека Регістр SP (16-розрядний) служить для адресації особливого виду пам'яті, яка називається *стеком*. Стек – вбудована в процесор пам'ять зі спрощеним способом адресації.

Лічильник команд Регістр PC (16-розрядний) призначений для збереження адреси команди; після вибірки з оперативної пам'яті поточної команди вміст лічильника збільшується на одиницю, і в такий спосіб формується адреса чергової команди (при відсутності безумовних і умовних переходів).

При звертанні до пам'яті в якості адреси може використовуватися і вміст пари регістрів блоку РЗП. При видачі адреси вміст відповідного регістра передається в 16-розрядний регістр адреси РА, з якого далі через буфери адреси адреса надходить на 16-розрядну шину адреси. З цієї шини адреса може бути прийнята в оперативну пам'ять. Число кодових комбінацій 16-розрядної адреси

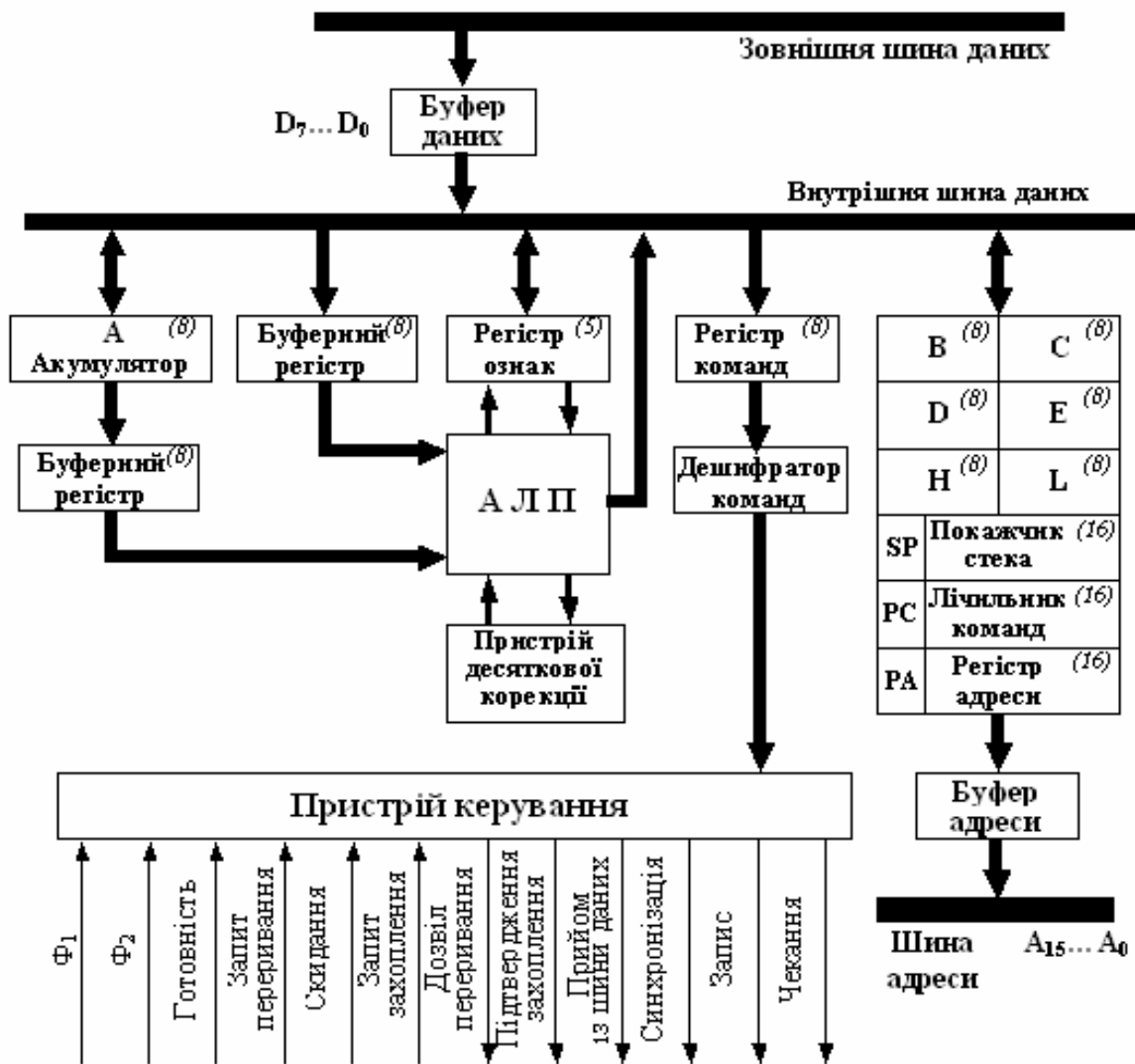


Рис. 16.5. Структурна схема мікропроцесора КР580ВМ80А

дорівнює 2^{16} , кожна з цих кодових комбінацій може визначати адресу (номер) одного з осередків оперативної пам'яті.

Арифметико-логічний пристрій. У 8-розрядному АЛП передбачено можливість виконання:

- чотирьох арифметичних операцій (додавання з передачею переносу в молодший розряд і без врахування цього переносу, вирахування з передачею зайому в молодший розряд і без нього);
- чотирьох видів логічних операцій (кон'юнкції, диз'юнкції, нерівнозначності, порівняння);
- чотирьох видів циклічного зсуення.

При реалізації арифметичних і логічних операцій одним з операндів слугує вміст акумулятора, результат операції міститься в акумуляторі. Циклічне зсуення виконується тільки над вмістом акумулятора.

Передбачено можливість виконання арифметичних операцій над десятковими числами, представленими в *кодi 8421*. При збереженні десяткового числа розряди реєстра поділяються на дві групи по чотири розряди, і в кожній групі розрядів зберігається одна десяткова цифра, представлена в *кодi 8421*. Таким

чином, у реєстрі можна зберігати 2-розрядне десяткове число.

Регістр ознак (РО). Це 5-розрядний реєстр. Він призначений для збереження визначених ознак, які виявляються в числі, що являє собою результат виконання деяких операцій. П'ять тригерів цього реєстра мають наступне призначення:

– *тригер переносу* T_e – при виконанні арифметичних операцій встановлюється в стан, що відповідає переносу зі старшого розряду числа, при виконанні операції зсунення – у стан, що відповідає вмісту висунутого з акумулятора розряду;

– *тригер нуля* T_z – встановлюється в стан 1, якщо результат операції АЛП чи операції збільшення вмісту реєстра дорівнює нулю;

– *тригер знака* T_s – встановлюється в стан, що відповідає значенню старшого розряду результату операції АЛП чи операції збільшення вмісту реєстра;

– *тригер парності* T_p – встановлюється в стан 1, якщо число одиниць у розрядах результату парне;

– *тригер додаткового переносу* T_v – зберігає виникаючий при виконанні операції перенос з 4-го розряду.

Блок керування. Складається з *реєстра команд*, куди приймається перший байт команди, і *пристрою керування*, що формує керуючі сигнали, під дією яких виконуються мікрооперації в окремих вузлах. Керуючий пристрій містить виконану на програмувальній логічній матриці керуючу пам'ять, в якій зберігаються мікропрограми окремих операцій. Користувач не може змінити вмісту керуючої пам'яті, а виходить, і складу команд.

Буфери. *Буфери даних* і *буфери адреси* забезпечують зв'язок центрального процесора з зовнішніми шинами даних і адреси. Особливість буферів полягає в тому, що в кожному розряді вони використовують логічні елементи з трьома станами. У них крім станів 0 і 1 передбачено ще третій стан, у якому вони мають практично нескінченний вихідний опір (високоімпедансний стан) і виявляються відключеними від відповідних шин. Такі буфери дозволяють процесору відключатися від зовнішніх шин (шин даних і адреси), надаючи їх у розпорядження зовнішніх пристроїв, а також використовувати ту саму шину даних як для прийому даних (тобто як вхідну шину), так і для видачі даних (тобто як вихідну шину), що скорочує число виводів мікросхеми.

16.4.3. Принцип роботи мікропроцесора

На рис. 16.6 показана структурна схема мікропроцесорної системи на МПК КР580. Генератор тактових імпульсів (ГТІ) формує дві імпульсні послідовності Φ_1 і Φ_2 , необхідні для тактування роботи мікропроцесора. Імпульси двох послідовностей не повинні перекриватися в часі і повинні мати амплітуду 12 В. ПЗП може бути використане для збереження програми, ОЗП – для збереження даних.

Загальний принцип функціонування мікропроцесорної системи полягає в наступному. З мікропроцесора на шину адреси видається адреса чергової ко-

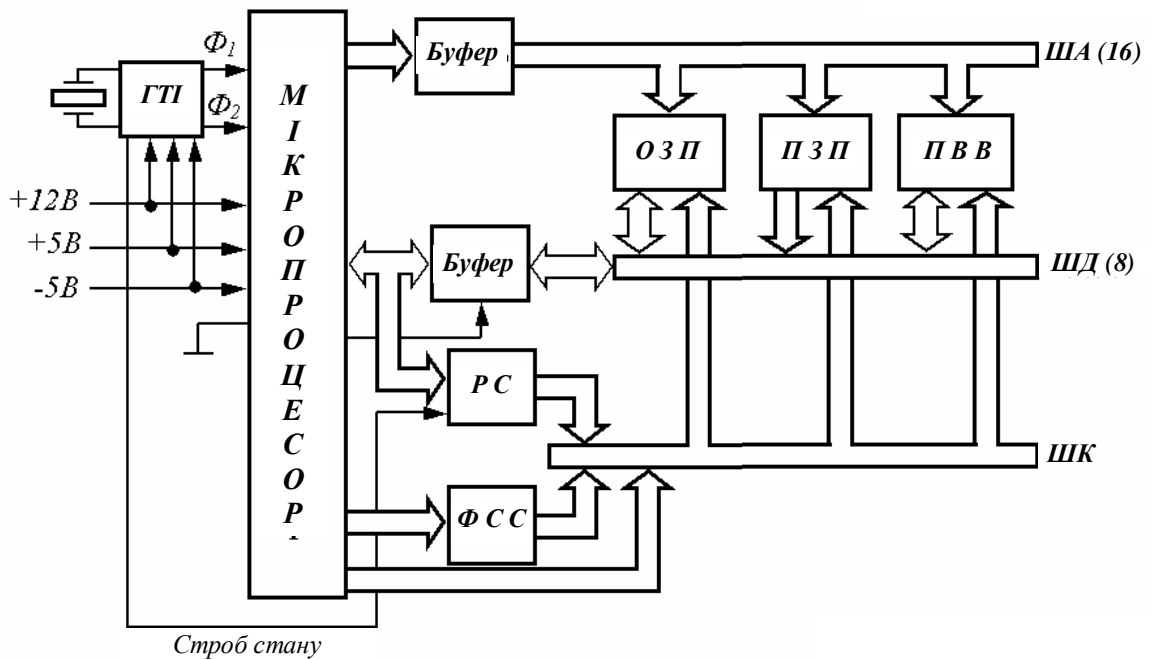


Рис. 16.6. Структурна схема мікропроцесорної системи на основі МІК КР580

манди. Прочитана по цій адресі з пам'яті (наприклад, із ПЗП) команда надходить на шину даних і приймається в мікропроцесор, де вона виконується. У лічильнику команд мікропроцесора формується адреса наступної команди. Після виконання даної команди на шину адреси надходить адреса наступної команди і т.д. При виконанні команди можуть знадобитися додаткові звертання до пам'яті для виклику в мікропроцесор додаткових байтів команди (у випадку двох-, трьохбайтових команд), чи операндів для запису в пам'ять числа, виданого з мікропроцесора.

Запуск мікропроцесора Після подачі на відповідні входи мікропроцесора живлячих напруг і тактових імпульсів послідовностей Φ_1 і Φ_2 подається сигнал рівня *лог. 1* на вхід "Скидання". Цим сигналом скидаються в стан *лог. 0* лічильник команд РС, регістр команд, розміщені в керуючому пристрої *тригери дозволу переривання, підтвердження захоплення і чекання*. Після закінчення дії сигналу "Скидання" (при переході сигналу від рівня *лог. 1* до рівня *лог. 0*) мікропроцесор починає працювати. Вміст регістрів блоку РПЗ, акумулятора, регістра ознак міняється тільки в процесі виконання команд.

Стан захоплення *Стан захоплення* характеризується тим, що мікропроцесор, закінчуючи виконання поточного циклу команди, переводить буфери шини даних і буфери шини адреси в третій стан. При цьому мікропроцесор відключається від зовнішніх шин, надаючи їх у розпорядження деякого зовнішнього пристрою, і припиняє роботу. Після закінчення дії сигналу *Захоплення* (при переході від рівня *лог. 1* до рівня *лог. 0*) мікропроцесор починає виконання наступного циклу з місця, де було припинене виконання програми.

Стан переривання У мікропроцесорі передбачена можливість по запитах зовнішніх пристроїв переривати виконання поточної програми і переходити на виконання нової програми, так називаної *програми, що перериває, (або про-*

грамі обслуговування переривання). Після закінчення виконання цієї програми мікропроцесор повертається до виконання основної програми з команди, на якій відбулося переривання.

Якщо на деякій ділянці програми допускається її переривання, то при складанні програми на початку цієї ділянки передбачається команда *EI*, по якій тригер дозволу переривання в керуючому пристрої мікропроцесора встановлюється в стан *лог. 1*, а наприкінці ділянки – команда *DI*, при виконанні якої тригер скидається в стан *лог. 0*. Стан тригера видається на вихід “Дозвіл переривання”.

Після закінчення виконання програми, що перериває, повернення в основну програму відбувається таким чином. Програма, що обслуговує переривання, закінчується командою *RET* (повернення з підпрограми). У процесі виконання цієї команди адреса команди основної програми, перед якою відбулося переривання, вибирається зі стека і передається в регістр адреси, а збільшене на одиницю значення заноситься в лічильник команд.

Стан останова У системі команд мікропроцесора мається команда *HLT* (останов), що викликає припинення виконання програми і перехід у стан останова. Цей стан характеризується тим, що буфери шини адреси і шини даних переходять у третій стан, мікропроцесор відключається від зовнішніх шин і на виході “Чекання” встановлюється рівень *лог. 1*. Стан останова може бути перервано сигналами запуску мікропроцесора або переводу його в стан переривання.

16.4.4. Тенденції розвитку мікропроцесорів

Сучасний рівень розвитку мікропроцесорної техніки досяг такого рівня що, протягом 5 років відбувається зміна двох-трьох поколінь мікропроцесорів. За прогнозами до 2012 року число транзисторів у мікропроцесорі досягне 1 млрд., тактова частота зросте до 10 ГГц, а продуктивність досягне 100 млрд. оп/с.

Тому при виборі апаратно-програмної платформи необхідно враховувати тенденції розвитку, що дозволяють мінімізувати витрати на модернізацію і підтримку актуального програмного забезпечення.

В архітектурі сучасних мікропроцесорів різних компаній-виробників багато загального. У попередніх поколіннях мікропроцесорів при обмеженому обсязі апаратних ресурсів кожен розроблювач мікропроцесора вибирав ряд архітектурно-структурних прийомів підвищення продуктивності, за рахунок переважного розвитку яких цей мікропроцесор повинен був перевершувати інші. У сучасних умовах велике число транзисторів на кристалі дозволяє застосувати в одному мікропроцесорі усі відомі прийоми підвищення продуктивності, враховуючи тільки їх сумісність.

Розгляд конкретних сімейств мікропроцесорів різних виробників підтверджує загальні тенденції їхнього розвитку: підвищення тактової частоти, збільшення обсягу і пропускної здатності підсистеми пам'яті, збільшення кількості паралельно функціонуючих виконавчих пристроїв.

Підвищення тактової частоти

Головною перешкодою на шляху підвищення тактової частоти служать внутрішємні з'єднання. Для подолання цієї перешкоди необхідна розробка нових матеріалів з меншими опором і ємністю, а також розробка нових методів багатошарової металізації.

Для підвищення тактової частоти при обраних матеріалах використовуються більш вдосконалені технологічні процеси з меншими проектними нормами, збільшення числа ша-

рів металізації, більш вдосконалена схемотехніка меншої каскадності, а також більш щільне компонування функціональних блоків кристала.

Так усі виробники перейшли на КМОН-технологію, хоча Intel, наприклад, використовувала БіКМОН для перших представників сімейства *Pentium*.

Зменшення розмірів транзисторів, супроводжуване зниженням напруги живлення з 5 В до 2,5 – 3 В і нижче, збільшує швидкодію і зменшує виділювану теплову енергію. Усі виробники мікропроцесорів перейшли з проектних норм 0,7-0,5 мкм на 0,35 мкм і 0,25 мкм, а зараз впевнено прагнуть до 0,18 мкм і 0,12 мкм. Завдяки використанню унікальної 0,07 мкм технології виготовлення КМОН мікросхем фірма Texas Instr обіцяє до 2001 року розмістити на пластині 100 мм більш 400 млн. транзисторів.

При мінімальному розмірі деталей внутрішньої структури інтегральних схем 0,1-0,2 мкм досягається оптимум, нижче якого всі характеристики транзистора швидко погіршуються. При цьому починають виявлятися ефекти квантового зв'язку, у результаті чого твердотільний пристрій стає системою, дія якої заснована на колективних електронних процесах. Проектна норма 0,05-0,1 мкм (50-100 нм) – це нижня межа твердотільної мікроелектроніки, заснованої на класичних принципах синтезу схем.

Зараз роботи в області нанотехнологій ведуться в чотирьох основних напрямках:

- молекулярна електроніка;
- біохімічні й органічні рішення;
- квазімеханічні рішення на основі нанотрубок;
- квантові комп'ютери.

Три останніх перебувають поки ще в значній мірі на рівні теоретичних робіт. Найбільші практичні результати досягнуті в області молекулярної електроніки. Вона логічно близька до традиційної напівпровідникової електроніки. Методами молекулярної електроніки з вуглеводневих з'єднань вдається одержати аналоги діодів і транзисторів, а отже, і основні булеві модулі І, ЧИ і НЕ, з яких потім можна будувати схеми будь-якої складності. Подібний підхід дозволяє зберегти наступність архітектурних рішень.

У 1999 році співробітники компанії *Hewlett-Packard* і *Каліфорнійського університету* в Лос-Анджелесі (*UCLA*) змогли одержати діючий молекулярний вентиль. Його товщина складає всього одну молекулу. Спочатку він вмів або тільки відкриватися, або тільки закриватися. Дослідники з Єльського університету змогли просунути далі: їхній вентиль може приймати кожне з двох положень, що дозволяє довільно записувати в нього 0 чи 1. Обидві групи зараз працюють над об'єднанням вентилів у регістри.

В обстановці строгої таємності розробляються молекулярні пристрої пам'яті з вільним доступом, але одним з перших їхніх втілень швидше за все стануть постійні ЗУ.

Проблема зменшення довжини з'єднань на кристалі при використанні традиційних технологій зважається шляхом збільшення числа шарів металізації. Так компанія *Cyrix* при збереженні 0,6 мкм КМОН технології за рахунок збільшення з 3 до 5 шарів металізації скоротила розмір кристала на 40% і зменшила виділювану потужність, виключивши перегрів кристалів, що існував раніше.

Зменшення довжини з'єднань актуально для підвищення тактової частоти роботи, тому що істотну частку тривалості такту забирає час проходження сигналів по провідниках усередині кристала. Одним із кроків у напрямку зменшення числа шарів металізації і зменшення довжини з'єднань стала технологія, що використовує мідні провідники для з'єднань всередині кристала, розроблена фірмою *IBM* і використовувана в даний час і іншими фірмами-виготовлювачами ЗВІС.

Збільшення пропускної здатності підсистеми пам'яті

Спектр можливих рішень по збільшенню пропускної здатності підсистеми пам'яті включає створення кеш-пам'ятей одного чи декількох рівнів, а також збільшення пропускної здатності інтерфейсів між процесором і кеш-пам'яттю і збільшенням пропускної здатності між процесором і основною пам'яттю. Вдосконалювання інтерфейсів реалізується як збільшенням пропускної здатності шин (шляхом збільшення частоти роботи шини і/чи її шири-

ни), так і введенням додаткових шин.

Є загальна тенденція збільшення розмірів кеш-пам'яті.

Найбільш використовуване рішення складається в розміщенні на кристалі окремих кеш-пам'ятей першого рівня для даних і команд із можливим створенням позакристалльної кеш-пам'яті другого рівня.

Підвищення ступеня внутрішнього паралелізму

Кожне сімейство мікропроцесорів демонструє в наступному поколінні збільшення числа функціональних виконавчих пристроїв і поліпшення їхніх характеристик, як часових, так і функціональних.

В даний час процесори можуть виконувати до 6 операцій за такт. Для того щоб завантажити функціональні виконавчі пристрої, використовується перейменування регістрів і пророкування переходів, що усувають залежності між командами за даними і керуванню, а також буфери динамічної переадресації. Сталих рішень у цій області практично немає, тому що кожен мікропроцесор демонструє винахідливість його творців по симбіозі апаратних засобів і компілятора для статичного і динамічного усунення залежностей між командами.

Звертається увага на використання архітектур з VLIW з довгим командним словом. Так архітектура IA-64, що розвивається Intel і HP, використовує об'єднання декількох інструкцій в одній команді (так називана архітектура Explicitly Parallel Instruction Computing – EPIC). Це дозволяє спростити процесор і прискорити виконання команд. Процесори з архітектурою IA-64 можуть адресуватися до 4 Гбайтів пам'яті і працювати з 64-розрядними даними.

Системи на одному кристалі і нові технології

В даний час одержали широкий розвиток системи, виконані на одному кристалі – SOC (System On Chip). По суті справи в одній мікросхемі полягає цілий комп'ютер. Сфера застосування SOC – від ігрових приставок до телекомунікацій. Такі кристали вимагають застосування новітніх технологій.

Основний технологічний прорив в області SOC удалося зробити корпорації IBM, що у 1999 році змогла реалізувати порівняно недорогий процес об'єднання на одному кристалі логічної частини мікропроцесора й оперативної пам'яті. У новій технології, зокрема, використовується так називана конструкція пам'яті з врізаними осередками. У цьому випадку конденсатор, що зберігає заряд, міститься в деяке поглиблення в кремнієвому кристалі. Це дозволяє розмістити на ньому понад 24 тис. елементів, що майже в 8 разів більше, ніж на звичайному мікропроцесорі, і в 2-4 рази більше, ніж у мікросхемах пам'яті для ПК. Слід зазначити, що хоча кристали, що поєднують логічні схеми і пам'ять на одному кристалі, випускалися і раніше, наприклад, такими фірмами, як Toshiba, Siemens AG і Mitsubishi. Підхід, запропонований IBM, вигідно відрізняється по вартості. Причому її зниження ніяким чином не позначається на продуктивності.

Використання нової технології відкриває широку перспективу для створення більш могутніх і мініатюрних мікропроцесорів і допомагає створювати компактні, швидкодіючі і недорогі електронні пристрої: маршрутизатори, комп'ютери, контролери твердих дисків, стільникові телефони, ігрові й Інтернет-приставки.

Для створення SOC IBM використовує найсучасніші технологічні рішення, одним із яких є мідні з'єднання (copper interconnect). Першим мікропроцесором IBM з мідними з'єднаннями в 1998 р. став PowerPC 750.

Взагалі говорячи, у порівнянні з технологією, де з'єднання виконані на основі алюмінію, мідь дозволяє зробити кристал меншим по розмірі і більш швидкодіючим. Мідна металізація зменшує загальний опір, що дозволяє збільшити швидкість роботи кристала на 15-20%. Звичайно ця технологія доповнюється ще однією новинкою – технологією "кремній на ізоляторі" – КНІ (SOI, Silicon On Insulator). Вона зменшує паразитні ємності, що виникають між елементами мікросхеми і підкладкою. Завдяки цьому тактову частоту роботи транзисторів також можна збільшити. Зростання швидкості від використання КНІ наближається до 20-30%. Таким чином, загальний ріст продуктивності в ідеальному випадку може досягти 50%.

В даний час збільшення вартості процесу виробництва при використанні КНІ не перевищує 10%.

Мікропроцесорна технологія потенційно має багато призначень: створення персональних електронних партнерів, інтелектуалізація (у відомому змісті "пожвавлення") усієї технічної сфери, посилення і захист функцій організму за допомогою персональних медико-кібернетичних пристроїв, у тому числі тих, що вживлюються в організм людини та інші сфери застосування.

У результаті еволюції електронної технології від "мікро" до "нано" і її злиття з "генною", імовірно, буде досягнутий стан, при якому стане можливим синтез у масових кількостях будь-яких технічних пристроїв. Однак навряд чи в цьому складається основна мета майбутньої нано-технології. Вона, цілком ймовірно, зможе синтезувати структури, здатні до еволюції і саморозвитку.

§ 16.5. Однокристальна мікроЕОМ КМ1813ВЕ1 для цифрової обробки сигналів

16.5.1. Особливості мікросхеми

Мікросхема КМ1813ВЕ1 містить процесор, пам'ять даних і програм, тобто набір вузлів, характерних для мікроЕОМ. Крім того, у ній є аналого-цифровий перетворювач (АЦП) для перетворення відліків, узятих з поданого на вхід аналогового сигналу, у цифрову форму, і цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) для перетворення результатів проведених у процесорі обчислень з цифрової форми в аналогову для видачі на вихід.

Склад команд мікросхеми і висока точність виконання операцій дозволяють з її допомогою будувати складні системи цифрової обробки сигналів і цифрові системи керування об'єктами.

Цифрова обробка сигналів включає багато видів обробки. Серед них основними є лінійна цифрова фільтрація і спектральний аналіз. Спектральний аналіз передбачає визначення спектрального складу сигналу. При цифровій фільтрації по заданому законі змінюється спектральний склад сигналу, тобто відтворюються ті зміни сигналу, що виникають при його проходженні через фільтр – лінійний ланцюг з визначеною частотною характеристикою.

На одній мікросхемі КМ1813ВЕ1 можна побудувати фільтр досить високого порядку – такого, який в аналоговій формі досягається з використанням до 40 реактивних елементів. Або можна побудувати систему фільтрів більш низького порядку. Крім фільтрів мікросхема дозволяє реалізовувати функції багатьох інших типових вузлів апаратури: детекторів, обмежників, генераторів коливань різної форми, перетворювачів частоти й ін.

Мікросхема виконана по n-МОН-технології, корпус мікросхеми має прозору кришку для стирання вмісту пам'яті програм ультрафіолетовим випромінюванням перед записом у неї нової програми.

16.5.2. Структурна схема

На рис. 16.7 приведена структурна схема КМ1813ВЕ1. Вона може бути розбита на три частини: аналогову частину (I), пристрій цифрової обробки (II) і

III

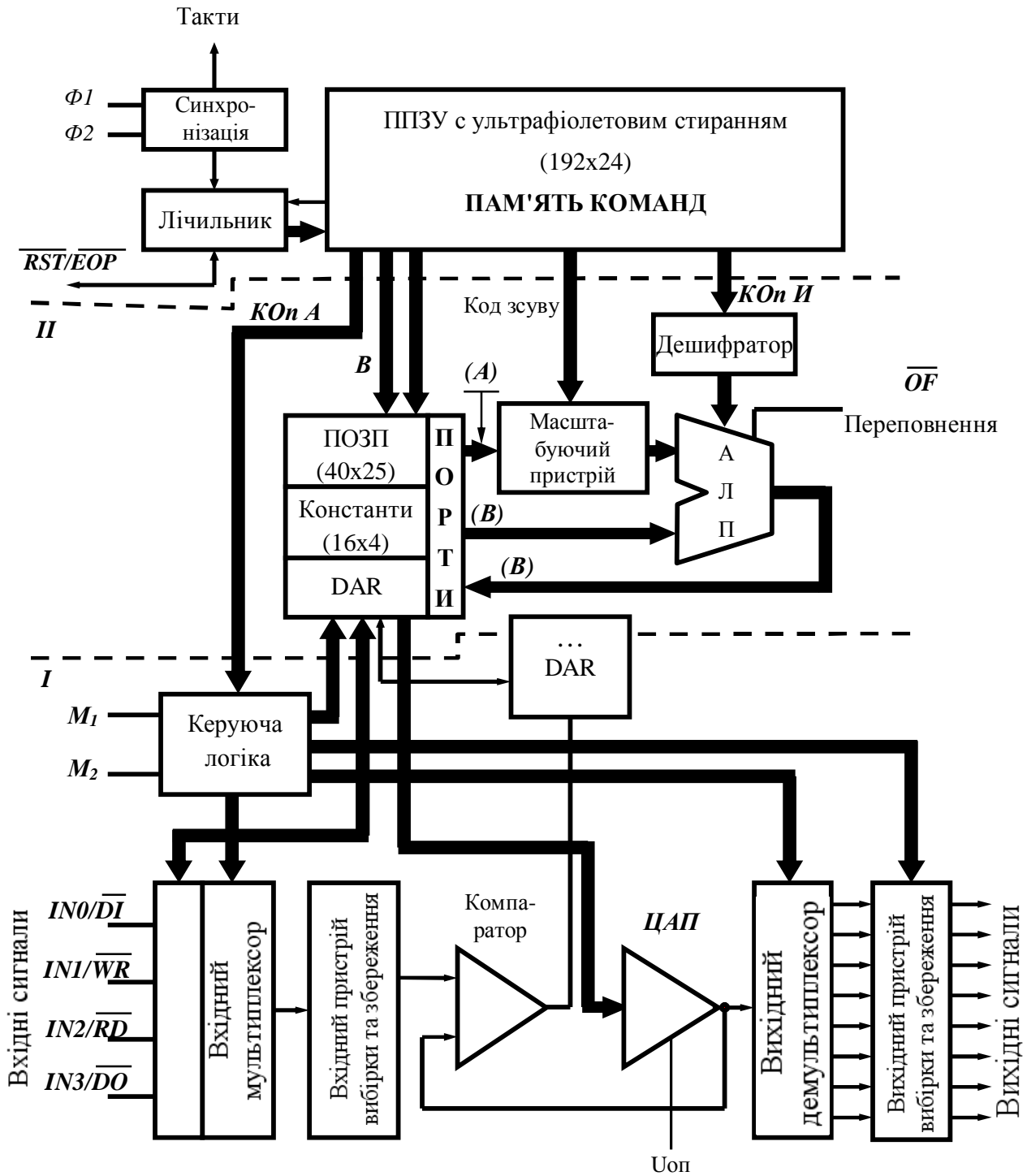


Рис. 16.7. Структурна схема мікроЕОМ KM1813BE1

пам'ять команд (III).

В пристрій цифрової обробки входить понадоперативний запам'ятовуючий пристрій (ПОЗП), що містить 40 осередків для збереження 25-розрядних слів, 9-розрядний регістр даних DAR, через який здійснюється введення і виведення даних (по вмісту окремих розрядів цього регістра можуть виконуватися умовні переходи), а також 16 осередків для збереження констант. Адреси осередків ПОЗП представляються 6-розрядними двійковими комбінаціями. Початкові адреси відповідають осередкам, призначеним для збереження значень

змінних. Адреси, що мають структуру 11xxxx (тобто утримуючі 1 у двох старших розрядах), є адресами осередків, що зберігають константи. Значення констант рівні $0,125 \cdot m$, де m може приймати целочисленне значення, яке лежить у межах $-8...+7$. Значення констант і відповідні їм мнемонічні позначення приведені в табл. 16.2.

Таблиця 16.2

Значення констант і відповідні їм мнемонічні позначення

Мнемоніка константи	Значення константи		Мнемоніка константи	Значення константи	
	Десятичне	Двоїчне		Десятичне	Двоїчне
KP0	0	0.000	KM1	-0,125	1.111
	+0,125	0.001	KM2	-0,250	1.110
KP1	+0,250	0.010	KM3	-0,375	1.101
KP2	+0,375	0.011	KM4	-0,500	1.100
KP3	+0,500	0.100	KM5	-0,625	1.011
KP4	+0,625	0.101	KM6	-0,750	1.010
KP5	+0,750	0.110	KM7	-0,875	1.001
KP6	+0,875	0.111	KM8	-1,000	1.000
KP7					

Понадоперативний запам'ятовуючий пристрій (ПОЗП) постачається двома портами: А та В, через які здійснюється видача операндів для їхньої обробки в АЛП. Результат виконаної в АЛП операції передається в ПОЗП через порт В. Операнд, одержуваний з порту В, подається на вхід АЛП безпосередньо. Операнд, видаваний з порту А, надходить в АЛП через масштабуючий пристрій, у якому цей операнд збільшується на 2^n шляхом виконання зсування на відповідне число розрядів вліво чи вправо. Коефіцієнт n має целочисленне значення в межах $-13...+2$. Вибір одного з 16 значень цього коефіцієнта задається в команді.

АЛП виконує операції в модифікованому додатковому коді. Старший розряд отриманого із ПОЗП 25-розрядного операнда розглядається як знаковий, інші 24 розряду слова утворюють дробову частину числа.

Використання модифікованого коду дозволяє виявляти переповнення розрядної сітки. При виникненні переповнення АЛП видає сигнал на вихід ОФ. При виконанні деяких команд у випадку переповнення позитивне значення результату заміняється максимально можливим (тобто значення **0001**. x...x заміняється на значення **0000**.1...1) і від'ємне значення результату заміняється мінімально можливим (тобто значення **1110**.x...x заміняється на значення 1112.0...0, що представляє собою додатковий код числа -1). В АЛП можуть використовуватися два режими роботи: з описаною вище корекцією результату при виникненні переповнення і без корекції результату.

Пам'ять команд побудована на перепрограмувальному ПЗП ємністю 192 24-розрядні команди. Для скорочення числа висновків мікросхеми для введення даних при записі інформації в ПЗП використовуються чотири аналогових виходи (зі старшими номерами). Таким чином, введення в ПЗП одного 24-розрядного слова команди вимагає 6 циклів запису.

Можливий прийом і вивод сигналів у цифровій формі. Необхідний режим

роботи аналогової частини задається комбінацією напруг на входах M1 і M2 мікросхеми відповідно до табл. 16.3. У режимі M1 = +5 В, M2 = -5 В забезпечується послідовне введення і вивод цифрових даних через регістр DAR.

Таблиця 16.3

Режими введення та виведення даних через регістр DAR

Напряження на входах, В		Режим вводу	Режим виведення
M1	M2		
+5	+5	IN0...IN3 – аналогові канали	OUT0...OUT7 – аналогові канали
+5	-5	DI – цифровий послідовний канал	D0 – цифровий послідовний канал OUT0...OUT3 – аналогові канали OUT4...OUT7 – цифрові канали
-5	+5	IN0... IN3 – аналогові Канали	OUT0...OUT3 – цифрові канали OUT4... OUT7 – аналогові канали
-5	-5	IN0...IN3 – аналогові канали	OUT0...OUT7 – цифрові канали

§ 16.6. Однокристальні мікроконтролери сімейства PIC16/17

У 1975 році фірма GI розробила периферійний контролер (Peripheral Interface Controller чи PIC), призначений для підтримки введення-виведення 16-розрядного процесора, у ньому не була потрібна складна обробка, тому його набір команд був сильно обмежений, але майже всі команди в ньому виконувалися за один машинний цикл. Цей контролер, що мав RISC-архітектуру, став прообразом сьогоденної архітектури мікроконтролерів PIC16/17, що випускаються з кінця 80-х років компанією Arizona Microchip Technology Ltd., дочірньою компанією GI Microelectronics Inc. Ці мікроконтролери набули найбільше поширення серед інших мікроконтролерів. Тому, на прикладі цього сімейства розглянемо загальний принцип дії та будову мікроконтролерів.

Мікроконтролери сімейства PIC16/17 поєднують усі передові технології мікроконтролерів: світове лідерство по гнучкій однократно чи багаторазово електрично перепрограмовуємії користувачем технології ПЗУ, мінімальне, енергоспоживання, виняткову продуктивність, могутню RISC-архітектуру і мінімальні розміри корпусу. Широкі можливості і низька вартість зробили серію мікроконтролерів PIC кращою серед різних серій мікроконтролерів. От тільки деякі приклади застосувань мікроконтролерів PIC:

– **Техніка зв'язку:** мікро-АТС, автовідповідачі, безпроводні і мобільні телефони, пристрої заряду акумуляторів, факси-апарати, модеми, радіомодеми, пейджери.

– **Побутова техніка:** системи сигналізації, вимірювальні прилади, лічильники води, газу й електроенергії, детектори іонізуючого випромінювання, пристрою заряду батарей, іграшки.

– **Автомобільна електроніка:** автомобільні сигналізації, радарні детектори, керування мікрокліматом, приладові панелі, комбіновані вимірювальні прилади, системи керування запалюванням і упорскуванням палива.

– **Промислові контролери:** інтелектуальні датчики, схеми керування електродвигунами, промислові роботи, регулятори температури, вологості, тиску й ін.

– **Комп'ютери і периферія:** принтери, плотери, мережні карти, модеми, миші, сканери й ін.

– **Товари народного споживання:** аудіо системи, CD-програвачі, системи синтезу мовних повідомлень, блоки дистанційного керування, модулі теле-тексту, відеогри та багато інших.

16.6.1. Сімейства мікроконтролерів PIC

У залежності від продуктивності і функціональних можливостей мікроконтролери серії PIC16/17 підрозділяються на 3 сімейства.

– PIC16C5X – базове сімейство з 12-розрядними командами;

– PIC16C6X/7X/8X – розширене сімейство з 14-розрядними командами;

– PIC17CXX – високопродуктивне сімейство з 16-розрядними командами.

У порівнянні з іншими типами мікроконтролерів сімейство PIC забезпечує високу продуктивність. Архітектура RISC мікроконтролерів PIC установлює промисловий стандарт: 5 MIPS (мільйонів операцій в секунду). PIC мають саму високу швидкодію в порівнянні з більшістю найбільш розповсюджених 8-бітових мікроконтролерів аналогічного класу. Сімейство мікроконтролерів PIC16C5X є тактовою частотою 20 МГц, наприклад, забезпечує більш ніж у 4 рази кращу продуктивність у порівнянні з мікроконтролерами серій ST62 8 МГц фірми SGS-Thomson, MC68HC05 4,2 МГц фірми Motorola, 8048/8049 11 МГц фірми Intel, Z86CXX 12 МГц фірми Zilog і COP800 20 МГц фірми National. Така продуктивність дозволяє реалізовувати різні пристрої, що працюють у реальному масштабі часу, замінити пристрої на твердій логіці, наприклад, відеоігри, дискові накопичувачі, усякі термінали, касові пристрої, сканери, високошвидкісні системи керування автомобільними й електричними двигунами і компресорами, зв'язні процесори а також пристрої введення/виведення.

Мікроконтролери PIC16C8X мають можливість багаторазового електричного перепрограмування пам'яті програми. Це дозволяє дуже легко вносити необхідні корекції в програму на будь-якому етапі проектування і виготовлення виробу, аж до готового пристрою. Крім того, мікроконтролери PIC16C8X мають можливість внутрісхемного програмування. Для цього використовуються два виводи для підключення тактового сигналу і даних і три виводи для живильної і програмуючої напруг і загальний вивід. Ця можливість дозволяє виготовляти пристрої з незапрограмованими мікроконтролерами, заносючи в них код програми безпосередньо перед продажем, а також змінювати програму в процесі експлуатації пристрою.

16.6.2. Загальний опис

Мікроконтролери сімейства PIC16C8X являють собою дешеві, високопродуктивні, цілком статичні, 8-розрядні КМОН мікроконтролери з RISC-архітектурою. Система команд містить тільки 35 команд. Усі команди виконуються за один машинний цикл (400 нс на 10 МГц) крім команд передачі керу-

вання, що виконуються за два машинних цикли. У своєму класі мікроконтролерів PIC16C8X відрізняються високою продуктивністю за рахунок компактних 14-бітних команд. Також прості у використанні команди, що легко запам'ятовуються.

Мікроконтролери сімейства PIC16C8X мають особливості, що зменшують вартість системи і вимоги до живлення. Схема запуску по ввімкненню живлення і таймер запуску генератора дозволяють у багатьох випадках обійтися без зовнішніх схем скидання. Можливий вибір одного з чотирьох типів тактових генераторів. Додатковий режим зниженого енергоспоживання, сторожовий таймер і можливість захисту програми від зчитування дозволяють ефективно використовувати мікроконтролери цього сімейства в широкому спектрі застосувань.

Вироби сімейства підтримуються макроасемблером, програмним симулятором, внутрісхемним емулятором, компілятором з дешевим відлагоджувачем програматором і промисловим програматором. Усі програмні засоби призначені для роботи на IBM-сумісних комп'ютерах. Внутрісхемне програмування здійснюється через два виходи. Мікроконтролер має вбудоване електрично перепрограмувальне ПЗП даних на 64 байта. Число циклів перезапису складає 1 000 000.

Крім того виконання PIC по КМОП технології забезпечує широкий діапазон живлення: 2.0...6.0 В и низьке енергоспоживання: <2 мА (5 В, 4 МГц), 15 мкА (2 В, 32 кГц), <1 мкА в режимі зниженого енергоспоживання при 2 В.

Серед мікроконтролерів, що виготовляються фірмою Microchip розрізняють:

– **Мікроконтролери, що електрично перепрограмуються.** Ці мікроконтролери сімейства PIC16C8X поставляються в дешевому пластиковому корпусі, що дозволяє використовувати ті самі вироби для розробки, дослідних екземплярів і серійного виробництва. Особлива перевага таких мікроконтролерів, крім того, складається в можливості внутрісхемного програмування і перепрограмування виробів.

– **Мікроконтролери, які програмуються виготовлювачем (QTP).** Такі мікроконтролери являють собою пристрої, що електрично перепрограмуються з єдиною різницею, що програмування їх здійснюється на заводі-виготовлювачі. Це використовується для середніх і великих обсягів постачання у випадках, коли програма користувача стабілізувалася і користувач бажає програмувати мікроконтролери на заводі-виготовлювачі.

– **Мікроконтролери, які послідовно програмуються виготовлювачем (SQTP).** Цілком запрограмовані мікроконтролери, у яких кілька осередків пам'яті, що задаються користувачем, програмуються серійним номером кожного мікроконтролера. Нумери можуть бути випадковими, псевдовипадковими або послідовними. Послідовне програмування дозволяє кожному пристрою мати власний унікальний номер, що може використовуватися як пароль, коду доступу чи ідентифікації.

– **Масочні мікроконтролери (ROM).** Фірма Microchip випускає масочні версії деяких мікроконтролерів: PIC16FR83, PIC16FR84. Вони забезпечують

максимально низьку вартість при великих замовленнях. Ці мікроконтролери не дозволяють заносити серійний номер у програмну пам'ять. Необхідна інформація може бути збережена в ЕППЗП даних.

16.6.3. Огляд архітектури

Висока продуктивність мікроконтролерів PIC16C8X обумовлена великим числом архітектурних особливостей, характерних для RISC мікроконтролерів. PIC16C8X використовують Гарвардську архітектуру, засновану на концепції роздільних шин і областей пам'яті для даних і команд (рис. 16.8). Це збільшує швидкість обміну в порівнянні з традиційною Принстонською архітектурою, у якій команди і дані передаються по однієї і тій же шині. Поділ шин команд і даних дозволяє збільшити розрядність команди в порівнянні з розрядністю даних. Шина даних і пам'ять даних (ОЗП) PIC16C8X мають розрядність 8 біт, а шина команд і програмна пам'ять (ЕППЗП чи ПЗП) мають розрядність 14 біт. Така концепція дозволяє використовувати просту, але потужну систему однослівних команд, розроблену так, що бітові, байтові і реєстрові операції виконуються з високою швидкістю і з перекриттям за часом вибірок команд і циклів їхнього виконання. Двоступінчастий конвеєр забезпечує одночасну вибірку і виконання команди. Усі команди, крім команд передачі керування, виконуються за один цикл (400 нс при тактовій частоті 10 МГц).

Мікроконтролери PIC16C8X використовують пряму і непряму адресацію всіх реєстрів і осередків пам'яті. Усі спеціальні реєстри і лічильник команд також відображаються на пам'ять даних. Ортогональна (симетрична) система команд дозволяє виконувати будь яку операцію з будь-яким реєстром, використовуючи будь-який метод адресації. Це полегшує програмування для PIC16C8X і значно зменшує час, необхідний на навчання роботі з мікроконтролером.

Реєстри PIC16C8X розділяються на дві функціональні групи: спеціальні реєстри і реєстри загального призначення. Спеціальні реєстри містять у собі реєстр таймера/лічильника (*TMRO*), лічильник команд (*PC*), реєстр стану (*STATUS*), реєстри введення/виведення (*PORT*), реєстр непрямой адресації (*FSR*) і реєстри керування убудованим електрично перепрограмуємим ПЗП (*EEADR*, *EEDATA*, *EECON1*, *EECON2*). Крім того, спеціальні реєстри керують конфігурацією портів введення/виведення і режимом попереднього дільника. Реєстри загального призначення використовуються програмою для зберігання змінних по розсуду користувача.

У мікроконтролерах PIC16C8X є 8-розрядний **арифметико-логічний пристрій** (АЛП) і **робочий реєстр** *W*. АЛП виконує додавання, вирахування, зсунення, бітові і логічні операції. У командах, що мають два операнда, одним з операндів є робочий реєстр *W*. Другий операнд може бути константою чи вмістом будь-якого реєстра ОЗП. У командах з одним операндом, операнд може бути вмістом робочого реєстра чи будь-якого реєстра ОЗП. Для виконання всіх операцій АЛП використовується робочий реєстр *W*, що не може бути прямо адресований. В залежності від результату виконання операції змінюються значення бітів переносу (*C*), десяткового переносу (*DC*) і нуля (*Z*) у реєстрі

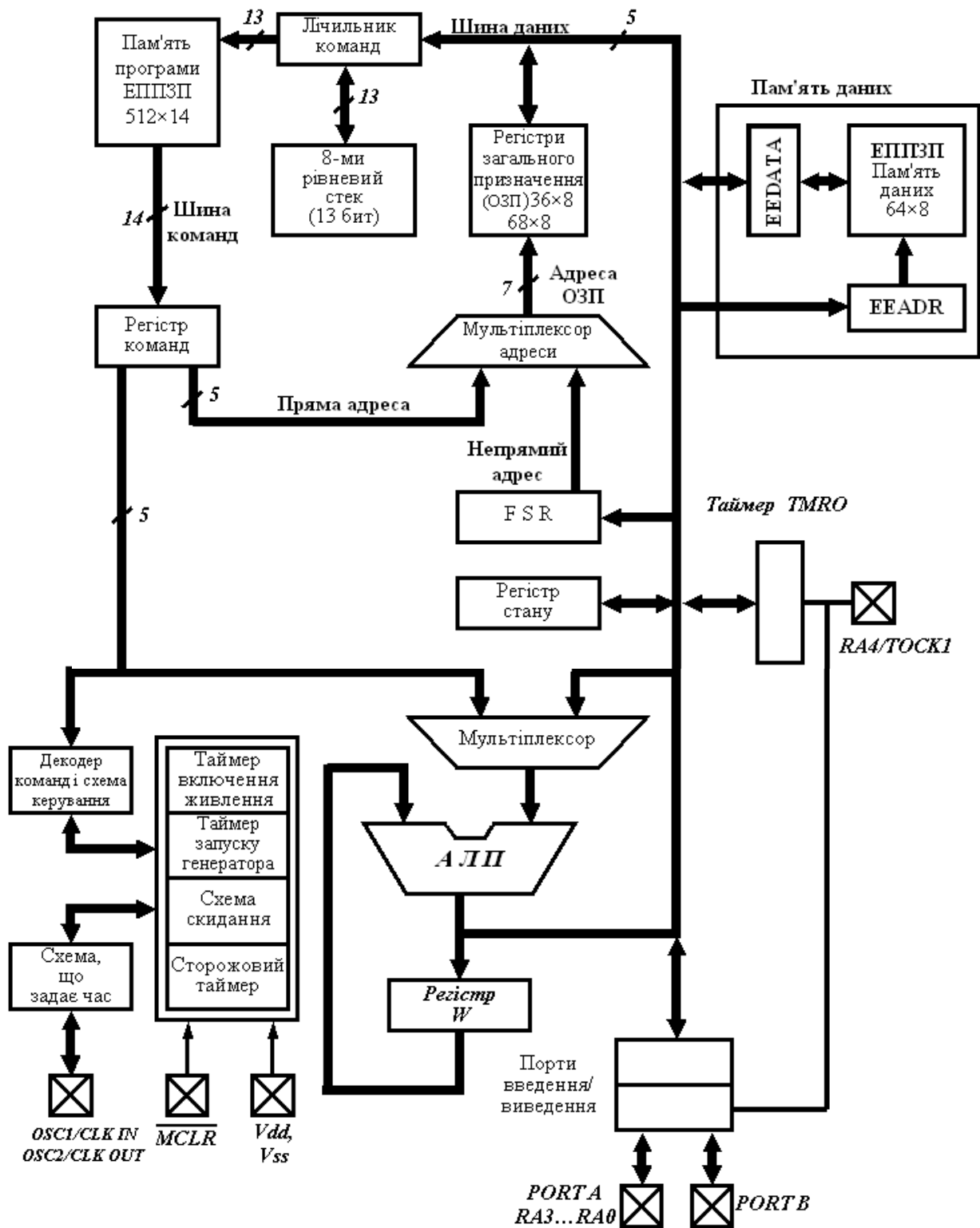


Рис. 16.8. Архітектура мікроконтролерів PIC16C8X

стану *STATUS*. При вирахуванні біти *C* і *DC* працюють як біти зайому або, відповідно, десяткового зайому.

Схема тактовання і цикл виконання команди. Вхідна тактова частота, що надходить з виводу *OSO/CLK IN*, поділяється на чотири і з неї формуються чотири циклічні тактові послідовності, що неперекриваються, *Q1*, *Q2*, *Q3* і *Q4*. Лічильник команд збільшується в такті *Q1*, команда зчитується з пам'яті про-

грами і запам'ятовується в реєстрі команд у такті $Q4$. Команда декодується і виконується протягом наступного циклу в тактах $Q1...Q4$.

Організація пам'яті. Внутрішня пам'ять у мікроконтролерах PIC16C8X складається з двох частин: пам'яті програми і пам'яті даних. Пам'ять програми і пам'ять даних мають роздільні шини, тому доступ до них може відбуватися одночасно. Пам'ять даних поділяється на реєстри загального призначення (ОЗП) і спеціальні реєстри. Пам'ять даних PIC16C8X також містить електрично перепрограмуєчий ПЗП (ЕППЗП) даних обсягом 64×8 біт, що допускає запис і читання у всьому діапазоні напруги живлення контролера. Ця пам'ять не належить до області реєстрів ОЗП. Для доступу до неї використовуються 4 реєстри керування: *EECON1*, *EECON2*, *EEDATA*, *EEADR*.

Звертання до ЕППЗП при читанні і записі здійснюється побайтово. При записі байта автоматично стирається попереднє значення і записуються нові дані (стирання перед записом). Ці операції здійснює вбудований автомат запису. Вміст осередків ЕППЗП зберігається при вимиканні живлення. Час одного циклу запису складає приблизно 10 мс. Вбудоване ЕППЗП допускає число циклів читання/запису – до 1000000. Коли мікроконтролер захищен від зчитування, ЕППЗП, як і раніше, може бути записан і прочитан під керуванням програми, однак він не може бути прочитан чи записан за допомогою програматора.

Модуль таймера. Модуль таймера має наступні особливості:

- 8-розрядний таймер/лічильник (доступний по читанню і запису);
- 8-разрядний програмуємий попередній дільник;
- внутрішнє чи зовнішнє тактовання;
- переривання по переповненню лічильника;
- вибір фронту тактуючого імпульсу при зовнішньому тактованні.

Спеціальні функції. Сімейство мікроконтролерів PIC16C8X має набір спеціальних функцій, призначених для розширення можливостей системи, мінімізації вартості, вимкнення начіпних компонентів, забезпечення мінімального енергоспоживання і захисту коду від зчитування. У PIC16C8X реалізовані наступні спеціальні функції:

- вибір типу генератора;
- режим зниженого енергоспоживання (SLEEP);
- скидання;
- захист коду від зчитування;
- схема скидання по ввімкненню живлення;
- біти ідентифікації;
- таймер скидання (PWRT);
- переривання;
- таймер запуску генератора (OST);
- внутрісхемне програмування.
- сторожовий таймер (WDT);

Мікроконтролери PIC16C8X мають сторожовий таймер *WDT*, що може бути вимкнений тільки через біт конфігурації *WDTE*. Для підвищення надійності він працює від власного *RC*-генератора. Є також два таймери, що формують необхідні затримки при ввімкненні живлення. Таймер запуску генератора (*OST*) зберігає мікроконтролер в стані скидання для стабілізації роботи генератора. Таймер скидання *PWRT* формує фіксовану затримку 18 мс після ввімкнення живлення. Присутність цих таймерів дозволяє в багатьох застосуваннях відмовитися від схеми зовнішнього скидання.

§ 16.7. Комп'ютерні системи керування технологічними комплексами

16.7.1. Загальний опис структури комп'ютерних систем

Високі вимоги до якості продукції привели до того, що в промисловості, і зокрема в системах керування технологічним процесом відбулася повна чи майже повна заміна оператора керуючими обчислювальними системами – мікропроцесорними системами, мікроЕОМ або мікроконтролерами. Такі системи одержали назву – комп'ютерні системи керування технологічним процесом. На рис. 16.9 дана узагальнена структура комп'ютерної системи. Вона містить наступні блоки: перетворювач *П* (виконавчий орган), навантаження *Н* (об'єкт регулювання), систему датчиків *СД*, схему керування перетворювачем *СК*, пристрій обробки інформації *ПОІ*, пристрій завдання режимів *ПЗР*.

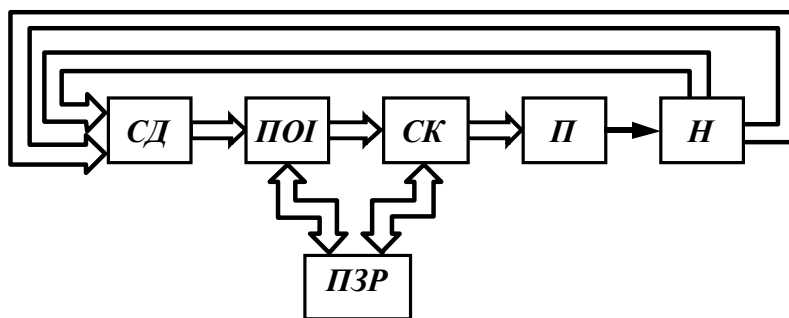


Рис. 16.9. Узагальнена структура комп'ютерної системи керування

Функціональне призначення елементів комп'ютерної системи керування:

- *перетворювач П* здійснює керування виконавчим органом (двигун, індуктор) і за допомогою нього вихідними параметрами *навантаження Н*.

- *Датчики СД* здійснюють вимір технологічних і контрольних параметрів технологічного комплексу.

- *Система керування СК* здійснює сигнали керування перетворювачем і, отже, навантаженням. Варіювання вихідними сигналами *СК* здійснюється в залежності від сигналів, що надходять на її вхід – це сигнали органа порівняння, що встановлює розходження сигналів датчиків і еталонних сигналів. Також на вхід *СК* надходять сигнали від пристрою обробки інформації *ПОІ*.

- Функції пристрою обробки інформації *ПОІ* полягають в обчислювальній обробці інформації, що надходить від датчиків, і видачі керуючих впливів у *СК*. *ПОІ* по черзі чи безупинно (відповідно до заданою керуючою програмою) опитує конкретні датчики і зіставляє отримані сигнали з заданими, наприклад вимірюється температура в одній чи ряді точок, визначається положення робочого органа в просторі, вимірюються необхідні електричні параметри в системі. Після обробки на вхід *СК* подаються сигнали регулювання, що визначають роботу перетворювача і команди вибору закону регулювання (частотний, імпульсний і т.п.), пуску чи відключення.

- Завдання режимів навантаження, протоколювання необхідних даних комплексу здійснюється блоком *ПЗР*. У якості *ПЗР* звичайно використовується зовнішній пристрій програмного керування чи командний пульт.

У загальному випадку алгоритм функціонування комп'ютерної системи може бути представлений таким способом:

1. Початок роботи визначається надходженням сигналу "Пуск" (наприклад, від пускової кнопки з командного пульта). Запуск у роботу відбувається не відразу, а проводиться одне- чи двоступінчастий контроль:

– контроль готовності на рівні блоків (зокрема, наявність необхідних напруг, відсутність спрацьовування блоку захисту і т.п.);

– контроль перебування параметрів у межах, припустимих для нормального функціонування, відповідність напруги живлення блоків схеми керування заданим значенням. У ряді випадків можливий тестовий прогін системи, тобто подача спробних сигналів зі зміною реакції, наприклад подача декількох імпульсів керування на інвертор з виміром параметрів вихідних імпульсів струму інвертора.

При виявленні на цьому етапі несправності в системі надходить команда заборони пуску, а також діагностується причина останова. При невеликих відхиленнях параметрів програмою може бути допущений запуск перетворювача з відповідною діагностикою, наприклад ввімкнення сигналу "*Пробитий тиристор 1 (2...)*". Подальший запуск визначиться особливостями силової схеми перетворювача.

2. Після запуску силової частини подальше функціонування комп'ютерної системи визначається тільки проходженням сигналу керування – підтримка заданих декількох параметрів чи одного здійснюється в залежності від використовуваного методу регулювання, що визначає конкретне функціонування в циклі: порівняння контрольованого і заданого параметрів, визначення неузгодженості, корекція сигналу керування.

Паралельно з регулюванням параметрів здійснюється оперативний контроль параметрів у системі (одно- чи багатопараметричний, наприклад, значень вхідних і вихідних струмів і напруг, частоти вихідного струму і т.п.). Відхилення контрольованих параметрів від номіналу вище припустимих значень обумовлює появу попереджуючих сигналів діагностики стану, чи останов системи в цілому.

Кожен етап алгоритму комп'ютерної системи припускає наявність блоку чи вузла, відповідального за його виконання. Ці вузли входять до складу комп'ютерної системи керування на базі програмувальних мікропроцесорів, мікроконтролерів чи мікроЕОМ.

Зв'язок мікропроцесора, мікроконтролера чи мікроЕОМ із усіма зовнішніми пристроями здійснюється за допомогою так званих інтерфейсних пристроїв. Інтерфейс служить елементом перекладу зовнішніх сигналів у цифрові коди зрозумілі мікропроцесору (за допомогою АЦП – аналогово-цифрового перетворювача) і, навпаки, для перетворення цифрових кодів, видаваних мікропроцесором, у сигнали, "зрозумілі" зовнішнім пристроям (за допомогою ЦАП – цифро-аналогового перетворювача). Зовнішні пристрої при цьому можуть підрозділятися:

– на приймачі інформації з мікропроцесора, мікроконтролера чи мікро-

ЕОМ (пристрою виведення);

– передавачі інформації в мікропроцесор, мікроконтролер чи в мікроЕОМ (пристрою введення);

– пристрою оперативного керування (пристрою введення/виведення) – дисплей і клавіатура;

– зовнішні запам'ятовуючі пристрої *ЗЗП*, які слугують для збереження великих обсягів інформації, наприклад ряду робочих програм (обчислювальних, керуючих і т.п.); у якості *ЗЗП* в основному використовуються пристрої на магнітних носіях.

Зв'язок усіх пристроїв з мікропроцесором, мікроконтролером чи мікроЕОМ здійснюється за допомогою груп ліній передачі інформації, названих шинами. По шинах у процесі роботи циркулюють цифрові сигнали в двійковому коді. Вони можуть передаватися чи паралельно послідовно, у залежності від структури системи і застосовуваних інтерфейсів (ППІ чи УСАПП).

16.7.2. Побудова комп'ютерних систем керування

Функціональна схема комп'ютерної системи керування технологічним комплексом на базі мікроЕОМ наведена на рис. 16.10 (як приклад узята система керування тиристорно-індукційним комплексом). Схема складається з блоків *ПЗР*, *СД*, *ПОІ*, *СК* характерних для будь-якої комп'ютерної системи (рис. 16.9.). МікроЕОМ, складається з блоків мікропроцесора, оперативно запам'ятовуючого пристрою (*ОЗП*) і постійно запам'ятовуючого пристрою (*ПЗП*) зв'язаних із усіма периферійними пристроями системи за допомогою трьох шин – шини даних *ШД*, шини адреси *ША* і шини керування *ШК*.

Кожне з пристроїв *СД*, *СК* й *ПЗР* є, власне кажучи, інтерфейсним пристроєм між зовнішніми блоками, пристроями (датчиками сигналів, вузлами керування силовим перетворювачем, оператором) і мікроЕОМ.

Конкретне призначення периферійних пристроїв системи наступне. Система датчиків *СД* є пристроєм прийому інформації від зовнішніх датчиків і організації пересилання цієї інформації в мікроЕОМ. Прийнята інформація розділяється на групи сигналів аналогової і цифровий (позиційної) інформації. До сигналів аналогової інформації в системі відносяться:

– напруги і струми в різних частинах системи;

– електричні сигнали, пропорційні яким-небудь технологічним параметрам (наприклад, сигнали термоелектричних перетворювачів, що вимірюють температуру тіла, що нагрівається);

– сигнали завдання опорних, еталонних чи регульованих величин.

Перед надходженням у *СД* зазначені сигнали "нормалізують", тобто пропорційно змінюють (за допомогою, наприклад, трансформаторів чи резистивних дільників) для того, щоб вони уклалися в припустимих діапазонах виміру (наприклад $0 \div 10$ В, $-10 \div +10$ В і т.п.).

До сигналів цифрової (позиційної) інформації можна віднести:

– сигнали з елементів, що замикають-розмикають, контролюючий стан яких-небудь механічних елементів (кінцеві вимикачі, захисне блокування);

- сигнали з релейних елементів, що перевіряють діапазони чи стан електричних режимів з умови "припустимо/неприпустимо";
- цифрову (двійкову) паралельну інформацію, сформовану в зовнішніх датчиках системи яким-небудь чином.

У зв'язку з високим рівнем електромагнітних перешкод, що викликають значні наведення на вхідні проводи *СД*, і можливим підключенням датчиків до різнопотенційних точок вхідні сигнали як аналогові, так і цифрові гальванічно відокремлюються від *СД* за допомогою елементів гальванічної розв'язки *ГР*. Аналогові сигнали після *ГР* перетворюються за допомогою випрямлячів і фільтрів в елементі *ВФ* у пропорційні сигнали постійного струму. Перетворений у цифрову форму за допомогою *АЦП* вимірюваний сигнал через буфер аналогової інформації *БАІ* і магістральний прийомопередатчик *МПП/П*, підключений до шини даних мікроЕОМ, може бути переданий у мікроЕОМ (з її ініціативи). Керування роботою мультіплексора *М* і *АЦП* здійснюється регістром аналого-цифрового перетворювача *РАЦП*. Канал позиційної (цифрової) інформації будується значно простіше – інформація в цьому випадку на вході вже цифрова. Залишається тільки привести ці сигнали до потрібних величин, що і здійснюється в *ГР*. Далі цифрові сигнали через буфер даних позиційної інформації *БДЦІ* і *МПП/П* надходять у мікроЕОМ (з її ініціативи).

Керування всіма процесами циркуляції інформації в *СД* здійснюється двома елементами – дешифратором адреси *ДША* і формувачем сигналів керування *ФСК*. *ДША* приймає із шини дані сигнали адрес, за допомогою яких мікроЕОМ звертається до всіх периферійних пристроїв.

Формувач сигналів керування *ФСК* дозволяє формувати *ДША* адресні сигнали пристроям з поділом режимів по зчитуванню чи запису інформації, крім того, *ФСК* з урахуванням адреси в *ДША* переводить *МПП/П* в режим прийому чи передачі інформації.

Керування всією комп'ютерною системою мікроЕОМ здійснює через схему керування *СК*. Для цієї мети мікроЕОМ у результаті обчислювальної обробки видає в *СК* ряд адресних цифрових сигналів керування. Після обробки в *СК* формуються основні сигнали керування в системі. Сигнали можна умовно розділити на наступні групи:

- імпульси керування силовим перетворювачем;
- сигнали позиційного керування, що подаються на елементи системи та об'єкти, що функціонують за принципом "ввімкнене-вимкнене";
- сигнали аналогового керування, що надходять на входи пристроїв, що реагують на сигнали керування (пристрою пропорційного керування).

Підключення *СК* до шин мікроЕОМ здійснюється практично аналогічно тому, як підключена *СД*. Так як *СК* тільки приймає інформацію від мікроЕОМ, то до шини даних вона підключається через приймач інформації – магістральним приймач *МПП* (функціонування його аналогічне відповідному елементу *СД*). Відповідно до сформованих сигналів керування в *СК* виділяється чотири канали керування з незалежним прийомом інформації від мікроЕОМ:

- канал формувача закону регулювання інвертором *ФЗР* який складається з буфера даних генератора *БДГ*, генератора імпульсів *ГІ* та формувача імпу-

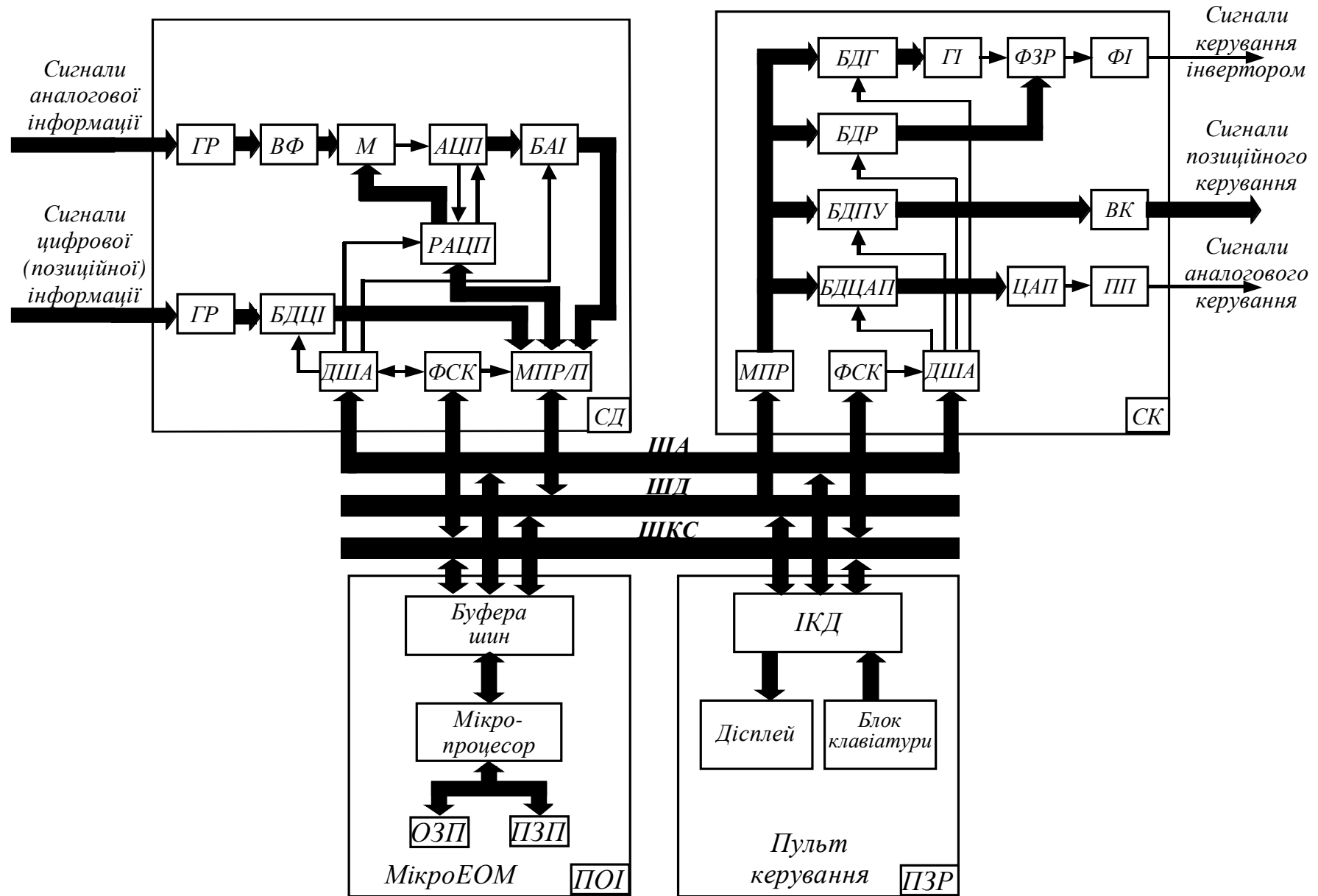


Рис. 16.10. Функціональна схема комп'ютерної системи керування тиристорно-індукційним комплексом на базі мікроЕОМ

льсів ΦI ;

– канал завдання параметрів закону регулювання *БДР*, який підключений до каналу *ФЗР*;

– канал сигналів позиційного керування *СПУ*, що складається з буферу даних позиційного керування *БДПК* і вихідного каскаду *ВК*;

– канал сигналів аналогового керування, що містить буфер даних цифро-аналогового перетворювача *БДЦАП*, *ЦАП* і підсилювач потужності *ПП*.

Вибір конкретного буфера для запису нової інформації здійснюється за адресою, що видається мікроЕОМ і яка дешифрована дешифратором адреси *ДША*.

Система може функціонувати в замкнутому стані без участі оператора по заданій (у *ПЗП* мікроЕОМ) програмі. Однак така безоперативна побудова в багатьох випадках недоцільна. Для організації діалогового керування (з оператором) пульт керування має пристрій індикації інформації – дисплей (звичайно індикаторний пристрій виконаний на базі електронно-променевої трубки, рідкокристалічних елементах чи індикаторної панелі) і пристрій введення інформації в мікроЕОМ – блок клавіатури (звичайно промислова клавіатура *РС/АТ*). Дані блоки зв'язані з мікроЕОМ за допомогою інтерфейсу клавіатури і дисплея – *ІКД*

Комп'ютерна система може працювати в режимах:

– взаємодії з пультом керування (прийом директивної і видача запитуваної інформації);

– прийом інформації аналогової чи цифровий (позиційної) від датчиків у мікроЕОМ;

– видача керуючої інформації з мікроЕОМ у *СК*;

– обчислювальна обробка інформації в мікроЕОМ (обмін між блоками системи і мікроЕОМ не відбувається, обмін відбувається тільки всередині мікроЕОМ між мікропроцесором, *ОЗП* і *ПЗП*).

Кожен цикл прийому інформації в мікроЕОМ чи передача її починається після того, як у результаті процесу обчислювальної обробки по заданій у *ПЗП* програмі мікроЕОМ визначає необхідність даної операції. Цикл починається установкою адреси того пристрою, до якого "бажає" звернутися мікроЕОМ. Подачею відповідного сигналу "*Запис*" чи "*Читання*" мікроЕОМ переключач буфера периферійних пристроїв на прийом чи видачу інформації. При цьому кожна операція контролю готовності блоків чи параметрів складається з опитування відповідного датчика (адресне зчитування інформації в мікроЕОМ) і порівняння сигналу датчика з еталонним і ухвалення рішення про подальше функціонування (обчислювальна обробка в мікроЕОМ). Запуск системи, регулювання параметрів визначаються видачею адекватної інформації в канали *СК*.

Контрольні запитання

1. На скільки етапів можна поділити історію розвитку мікропроцесорної техніки.
2. Приведіть структуру ЕОМ та поясніть призначення кожного з елементів.

3. Поясніть процес реалізації програми в ЕОМ.
4. Які існують методи обробки інформації? Дайте пояснення особливостям цих методів.
5. Поясніть структуру процесора.
6. Які існують підходи до побудови процесорів?
7. Що називається мікропроцесором?
8. Що називається мікропроцесорним комплектом?
9. Що називається мікропроцесорною системою?
10. Поясніть, що таке одноплатна та багато платна реалізація комп'ютера. Які особливості мають такі машини?
11. Поясніть архітектуру мікропроцесорної системи.
12. Поясніть принцип дії мікропроцесорної системи.
13. Що називають станом переривання?
14. Поясніть, як працює мікропроцесорна система у режимі прямого доступу до пам'яті.
15. Поясніть архітектуру мікропроцесора КР580ВМ80А.
16. Поясніть принцип дії мікропроцесорної системи виконаної на основі МПК КР580.
17. Дайте пояснення наступним режимам роботи мікропроцесора: Стан захоплення; Стан переривання; Запуск мікропроцесора; Стан останова.
18. Поясніть особливості архітектури мікроЕОМ КМ1813ВЕ1.
19. Де застосовують однокристальні мікроконтролери?
20. Поясніть особливості архітектури однокристального мікроконтролера РІС16С8Х.
21. З яких елементів складається комп'ютеризована система керування?
22. Поясніть з яких етапів складається робота комп'ютерної система керування
23. Для якої мети необхідно здійснювати перевірку стану системи?
24. Як працює комп'ютеризована система керування?

ДОДАТКИ

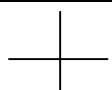
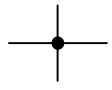




Додаток 1





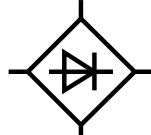

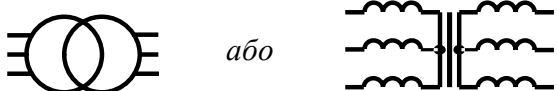
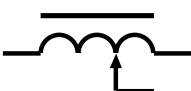
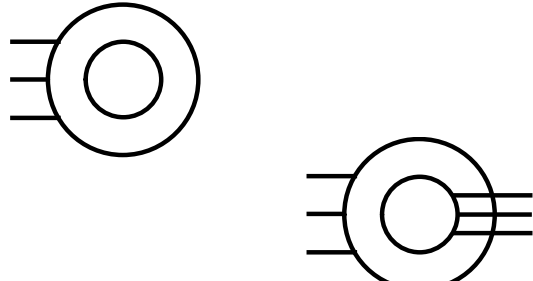
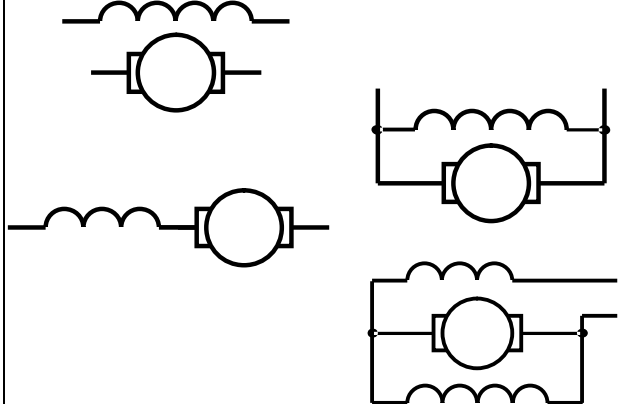
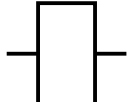
Питомий опір та температурний коефіцієнт опору деяких провідникових матеріалів

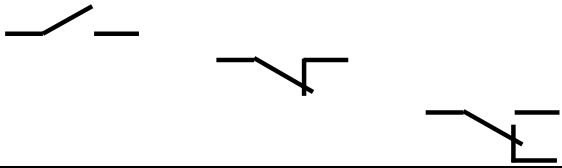
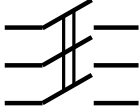

Матеріал	Питомий опір при 20 °С, r мкОм·м	Температурний кое- фіцієнт опору α , (на 1 °С)
Срібло	0,016	0,0035
Мідь технічна	0,0172–0,0182	0,0041
Алюміній	0,0295	0,0040
Сталь	0,125–0,146	0,0057
Залізо	0,09–0,11	0,0060
Чавун	0,15	0,0010
Свинець	0,218–0,222	0,0039
Вольфрам	0,0503	0,0048
Вугілля	10–60	0,0050
Манганін (сплав: Cu – 85%, Mn – 12%, Ni – 3%)	0,40–0,52	0,00003
Константан	0,44	0,00005
Ніхром (сплав: Cr – 20%, Ni – 80%)	1,02–1,12	0,0001

Додаток 2

Умовні графічні позначення, використовувані в електричних схемах

№	Найменування	Позначення
1.	Рід струму (напруги): – сталий – змінний	— або \pm ~
2.	провід, кабель	—————
3.	Перетинання проводів	
4.	З'єднання проводів	
5.	Механічний зв'язок	— — або =====
6.	Резистор: – сталий – змінний	
7.	Запобіжник плавкий	
8.	Конденсатор: – з сталою ємністю – з змінною ємністю	
9.	Котушка індуктивності: – без осердя – з осердям	

№	Найменування	Позначення
10.	Прилад вимірювальний: – що показує – що реєструє	
11.	Лампа накаливання	
12.	Діод напівпровідниковий	
13.	Тиристор	
14.	Мостова випрямна схема	
15.	Трансформатор: – однофазний	
	– трифазний	
	– автотрансформатор	
16.	Трифазний асинхронний двигун: – з короткозамкненим ротором – з фазним ротором	
17.	Машина постійного струму: – с незалежним збудженням – с рівнобіжним збудженням – с послідовним збудженням – зі змішаним збудженням	
18.	Котушка електромеханічного пристрою (реле, контактора, магнітного пускача)	

№	Найменування	Позначення
19.	Контакт комутаційний: – замикаючий – що розмикає – перемикаючий	
20.	Вимикач триполюсний	
21.	Вимикач триполюсний автоматичний	

Додаток 3

Одиниці Міжнародної системи (ДСТ 8.417-81)

Найменування величини	Найменування одиниці виміру	Скорочене позначення одиниці	
		Українське	Міжнародне
<i>Основні одиниці</i>			
Довжина	метр	м	m
Маса	кілограм	кг	kg
Час	секунда	с	s
Електричний струм	ампер	А	A
Термодинамічна температура Кельвіна	кельвін	К	K
Кількість речовини	моль	моль	mol
Сила світла	кандела	кд	cd
<i>Додаткові одиниці</i>			
Плоский кут	радіан	рад	rad
Тілесний кут	стерадіан	ср	sr
<i>Похідні одиниці</i>			
<i>1. Одиниці простору і часу</i>			
Площа	квадратний метр	м ²	m ²
Обсяг, місткість	кубічний метр	м ³	m ³
Швидкість	метр у секунду	м/с	m/s
Кутова швидкість	радіан у секунду	рад/с	rad/s
Прискорення	метр на секунду в квадраті	м/с ²	m/s ²
Кутове прискорення	радіан на секунду в квадраті	рад/с ²	rad/s ²
Частота	герц	Гц	Hz
<i>2. Механічні одиниці</i>			
Щільність	кілограм на кубічний метр	кг/м ³	kg/m ³
Сила, вага	ньютон	Н	N
Тиск, механічна напруга	паскаль	Па	Pa

Найменування величини	Найменування одиниці виміру	Скорочене позначення одиниці	
		Українське	Міжнародне
Момент обертаючий, згинаючий	ньютон-метр	Н·м	N·m
Момент інерції	кілограм-метр у квадраті	кг·м ²	kg·m ²
<i>3. Електричні і магнітні одиниці</i>			
Енергія, робота	джоуль	Дж	J
Потужність	ват	Вт	W
Кількість електрики (електричний заряд)	кулон	Кл	C
Електрична напруга, різниця електричних потенціалів, електрорушійна сила	вольт	В	V
Електрична ємність	фарад	Ф	F
Електричний опір	ом	Ом	W
Електрична провідність	сименс	См	S
Напруженість електричного поля	вольт на метр	В/м	V/m
Магнітний потік	вебер	Вб	Wb
Магнітна індукція	тесла	Тл	T
Напруженість магнітного поля	ампер на метр	А/м	A/m
Магніторушійна сила	ампер	А	A
Індуктивність, взаємна індуктивність	генрі	Гн	H
Потужність електричного ланцюга:			
Активна	ват	Вт	W
Реактивна	вар	Вар	var
Повна	вольт-ампер	В·А	V·A
<i>4. Світлові одиниці</i>			
Світловий потік	люмен	лм	lm
Освітленість	люкс	лк	lx
Яскравість	кандела на квадратний метр	кд/м ²	cd/m ²
<i>5. Одиниці теплових величин</i>			
Кількість теплоти, термодинамічний потенціал, ентальпія	джоуль	Дж	J
Питоме кількість теплоти	джоуль на кілограм	Дж/кг	J/kg
Теплоємність системи, ентропія	джоуль на кельвін	Дж/К	J/K
Питома теплоємність, питома ентропія	джоуль на кілограм-кельвін	Дж/(кг·К)	J/(kg·K)
Тепловий потік	ват	Вт	W
Поверхнева щільність теплового потоку	ват на квадратний метр	Вт/м ²	W/m ²
Теплопровідність	ват на метр-кельвін	Вт/(м·К)	W/(m·K)
Температурний градієнт	кельвін на метр	К/м	K/m

Літерні позначення найбільш вживаних в електротехніці величин (ДСТ 1494–77)

Найменування величини	Позначення	
	голове	запасне
Ємність електрична	C	–
Заряд електричний	Q	–
Індуктивність взаємна	M	L_{mn}
Індуктивність власна	L	–
Індукція магнітна	B	–
Коефіцієнт загасання	d	–
Коефіцієнт магнітного розсіювання	s	–
Коефіцієнт потужності при синусоїдальних напрузі і струмі	$\cos j$	–
Коефіцієнт трансформації	k	n
Коефіцієнт трансформації трансформатора напруги (ТН)	K	K_U
Коефіцієнт трансформації трансформатора струму (ТТ)	K	K_I
Потужність, потужність активна	P	–
Потужність повна	S	P_S
Потужність реактивна	Q	P_Q
Напруга електрична	U	–
Напруженість магнітного поля	H	–
Напруженість електричного поля	E	–
Період коливань електричної чи магнітної величини	T	–
Щільність струму	J	–
Постійна часу електричного кола	t	T
Постійна магнітна	μ_0	–
Постійна електрична	ϵ_0	–
Потік магнітний	Φ	–
Потокозчеплення	Y	–
Провідність магнітна	L	–
Провідність електрична магнітна	G	g
Провідність електрична повна	Y	–
Провідність реактивна	B	b
Зсунення фаз між напругою і струмом	j	–
Сила коерцетивна	H_C	–
Сила магніторушійна (МРС) уздовж замкнутого контуру	F	F_m
Сила електрорушійна (ЕРС)	E	–
Ковзання	s	–
Опір магнітний	R_m	r_m
Опір електричний, те ж постійному струму, те ж активний	R	r
Опір електричний повний	Z	–
Опір електричний реактивний	X	x
Опір електричний питомий	r	–
Струм	I	–
Частота коливань електричної чи магнітної величини	f	g

Найменування величини	Позначення	
	головне	запасне
Частота коливань кутова електричної чи магнітної величини	ω	Ω
Число витків	N	w
Число пар полюсів	p	–
Число фаз багатофазної системи	m	–
Енергія електромагнітна	W	–

П р и м і т к и:

1. Запасні позначення застосовуються, коли основні позначення використовувати нерационально, наприклад, якщо можуть виникнути непорозуміння внаслідок позначення однієї і тією же буквою різних величин.

2. Миттєві значення ЕРС, електричної напруги, потенціалу, струму, щільності струму, електричного заряду, потужності, електромагнітній енергії варто позначати відповідними малими літерами.

3. Для амплітудних значень величин, що є синусоїдальними функціями часу, застосовується нижній індекс m (наприклад, I_m).

Додаток 5

Перерахування одиниць енергії

	Дж	кВт·ч	ккал	кгс·м
1 Дж	1	$2,78 \cdot 10^{-7}$	$2,39 \cdot 10^{-4}$	0,102
1 кВт·ч	$3,6 \cdot 10^6$	1	860	$3,67 \cdot 10^5$
1 ккал	$4,19 \cdot 10^3$	$1,16 \cdot 10^{-3}$	1	427
1 кгс·м	9,81	$2,72 \cdot 10^{-6}$	$2,34 \cdot 10^{-3}$	1

Додаток 6

Перерахування одиниць потужності

	Вт	к.с.	ккал/с	кгс·м/с
1 Вт	1	$1,36 \cdot 10^{-3}$	$2,39 \cdot 10^{-4}$	0,102
1 к.с.	736	1	0,176	75
1 ккал/с	$4,19 \cdot 10^3$	5,69	1	427
1 кгс·м/с	9,81	$1,33 \cdot 10^{-2}$	$2,34 \cdot 10^{-3}$	1

Додаток 7

Множники і приставки для утворення десяткових кратних і дільних одиниць

Множник	Найменування приставки	Позначення приставки		Множник	Найменування приставки	Позначення приставки	
		українське	міжнародне			українське	міжнародне
10^{12}	тера-	Т	T	10^{-1}	деци-	д-	d
10^9	гіга-	Г	G	10^{-2}	санти-	с	c
10^6	мега-	М	M	10^{-3}	мілі-	м	m
10^3	кіло-	к	k	10^{-6}	мікро-	мк	μ
10^2	гекто-	г	h	10^{-9}	нано-	н	n
10^1	дека-	да	d	10^{-12}	піко-	п	p

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Касаткин А.С., Немцов М.В. Электротехника. – М.: Высшая школа, 2002. – 542с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – 10-е изд. М.: УИЦ "Гардарика", 2001. – 638 с.
3. Общая электротехника /Под ред. А. Т. Блажкина. – 4-0 изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 592 с.
4. Кацман М.М. Электрические машины. – М.: Высшая школа, 2002. – 469 с.
5. Копылов И.П. Электрические машины: Учебник. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 354 с.
6. Півняк Г.Г., Довгань В.П., Шкрабець Ф.П. Електричні машини: Навчальний посібник. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2003. 327 с.
7. Аналоговая и цифровая электроника. Учебник для вузов. /Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; Под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. – 768 с.
8. Горбачов Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. Учебник для вузов. / Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
9. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
10. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы: Учебник для техникумов связи. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. – 336 с.

З М І С Т

ВСТУП	3
Розділ I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА	
Глава перша Електричні кола постійного струму	6
1.1. Основні визначення, закони і методи розрахунку кіл постійного струму	6
1.2. Розрахунок простих кіл постійного струму	18
1.3. Розрахунок складних лінійних електричних кіл постійного струму	24
1.4. Нелінійні електричні кола постійного струму	30
Контрольні запитання	32
Типові задачі	33
Глава друга Лінійні електричні кола синусоїдального струму	34
2.1. Загальні відомості про кола синусоїдального струму	34
2.2. Елементи електричного кола синусоїдального струму	42
2.3. Основи символічного методу розрахунку кіл синусоїдального струму	46
2.4. Комплексний опір. Закон Ома для кола синусоїдального струму. Комплексна провідність	47
2.5. Закони Кирхгофа для кіл змінного струму	48
2.6. Розрахунок кіл синусоїдального струму методами, що застосовуються для розрахунку кіл постійного струму	49
2.7. Потужність кола змінного струму	51
2.8. Резонансні явища в електричних колах синусоїдального струму	53
Контрольні запитання	57
Типові задачі	58
Глава третя Трифазні електричні кола	59
3.1. Трифазні електричні кола. Основні поняття та визначення	59
3.2. Трифазні кола	63
3.3. Особливості розрахунку трифазних кіл	68
3.4. Потужність трифазного кола	73
Контрольні запитання	74
Типові задачі	75
Глава четверта Магнітні ланцюги. електромагнітна індукція і механічні сили в магнітному полі	76
4.1. Основні характеристики і властивості магнітних матеріалів	76
4.2. Магнітні ланцюги	81
4.3. Явище електромагнітної індукції. Сила Лоренца	83
4.4. Явище самоіндукції і ЕРС самоіндукції. Індуктивність	86
4.5. Явище взаємоіндукції. ЕРС взаємоіндукції. Взаємна індуктивність контурів	87
4.6. Енергія магнітного поля відокремленої котушки	89
4.7. Механічні зусилля в магнітному полі	90
4.8. Закон електромагнітної інерції. Правило Ленца	91
4.9. Втрати на гістерезис і на вихрові струми	92
Контрольні запитання	93
Глава п'ята Електровимірювальні прилади та електричні виміри	94
5.1. Види і методи електричних вимірів. Класифікація похибок	94
5.2. Засоби виміру електричних величин	96
5.3. Умовні позначки електровимірювальних приладів	97
5.4. Загальні відомості про електромеханічні вимірювальні прилади	97
5.5. Магнітоелектричні прилади	101

5.6. Електромагнітні прилади	103
5.7. Електродинамічні прилади	104
5.8. Індукційні прилади	106
5.9. Електростатичні прилади	106
5.10. Електронні аналогові прилади	107
5.11. Цифрові вимірювальні прилади	108
5.12. Прилади і пристрої, що реєструють	111
5.13. Вимірювальні системи	113
5.14. Перетворювачі неелектричних величин	114
5.15. Вимір струму і напруги	115
5.16. Вимір електричної потужності й енергії	118
5.17. Вимір параметрів електричних ланцюгів	122
5.18. Методи і засоби виміру магнітних величин	126
Контрольні запитання	128
Глава шоста Введення в електромеханіку	129
6.1. Електромеханіка та суспільство	129
6.2. Закони електромеханіки	132
6.3. Класифікація електричних машин	135
6.4. Номінальні дані електричних машин	137
6.5. Вимоги, що висуваються до електричних машин	139
Контрольні запитання	140
Глава сьома Трансформатори	141
7.1. Загальні відомості	141
7.2. Будова, принцип роботи трансформатора, основні визначення	143
7.3. Однофазні трансформатори	149
7.4. Дослідне визначення параметрів схеми заміщення трансформатора	160
7.5. Трифазні трансформатори	164
7.6. Паралельна робота трансформаторів	166
7.7. Різновиди трансформаторів	167
Контрольні запитання	174
Типові задачі	174
Глава восьма Трифазні асинхронні двигуни	176
8.1. Принцип дії та конструкція трифазних асинхронних двигунів	176
8.2. Робочі процеси в асинхронному двигуні	185
8.3. Електромагнітний момент і механічні характеристики асинхронного двигуна	196
8.4. Робочі характеристики асинхронного двигуна	203
8.5. Пуск у хід асинхронного двигуна	205
8.6. Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів	208
8.7. Основні типи асинхронних двигунів, що випускаються серійно	212
Контрольні запитання	215
Типові задачі	217
Глава дев'ята Трифазні синхронні машини	218
9.1. Основні визначення і поняття	218
9.2. Типи синхронних машин і їхніх конструкцій	219
9.3. Трифазні синхронні генератори	222
9.4. Паралельна робота синхронної машини з мережею	235
9.5. Трифазні синхронні двигуни	241
Контрольні запитання	252
Типові задачі	253

Глава десята	Машини постійного струму	254
10.1.	Області застосування машин постійного струму	254
10.2.	Принцип дії машини постійного струму	254
10.3.	Будова машин постійного струму	257
10.4.	ЕРС якоря й електромагнітний момент машин постійного струму	265
10.5.	Реакція якоря	267
10.6.	Комутація в машинах постійного струму	270
10.7.	Генератори постійного струму	274
10.8.	Електродвигуни постійного струму	278
10.9.	Втрати і коефіцієнт корисної дії машини постійного струму	285
10.10.	Типи машин постійного струму	288
	Контрольні запитання	289
	Типові задачі	290
Глава одинадцята	Основи електроприводу	291
11.1.	Призначення і види електроприводів	291
11.2.	Основне рівняння руху і навантажувальні діаграми електроприводів	293
11.3.	Нагрівання й охолодження двигунів	296
11.4.	Номинальні режими роботи двигунів	299
11.5.	Вибір потужності двигуна для різних режимів роботи	301
11.6.	Вибір типу двигуна	307
11.7.	Принципи побудови автоматичних систем керування електроприводами	311
	Контрольні запитання	315
	Типові задачі	315
Глава дванадцята	Основи електробезпеки	316
12.1.	Дія електричного струму на організм людини	316
12.2.	Вплив режиму нейтралі електричних мереж на рівень електробезпечності	318
12.3.	Міри захисту від поразки електричним струмом	323
12.4.	Призначення захисного заземлення	324
12.5.	Сутність захисного відключення	326
12.6.	Занулення	327
	Контрольні запитання	329
Розділ II ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ		
Глава тринадцята	Напівпровідникові та мікроелектронні прилади	330
13.1.	Загальні відомості про електроніку	330
13.2.	Електропровідність напівпровідників, утворення і властивості р-n-переходу	333
13.3.	Напівпровідникові прилади	338
13.4.	Інтегральні мікросхеми	
13.5.	Фотоелектричні прилади. Поняття про оптоелектронні прилади	365
	Контрольні запитання	368
Глава чотирнадцята	Аналогові та імпульсні електронні пристрої	370
14.1.	Підсилювальні пристрої	370
14.2.	Операційний підсилювач	383
14.3.	Елементи імпульсних пристроїв	387
14.4.	Тригерні і генераторні пристрої	395
14.5.	Джерела вторинного електроживлення	401
	Контрольні запитання	417

Глава п'ятнадцята Основи цифрової техніки	418
15.1. Системи числення	418
15.2. Форми представлення чисел в цифрових пристроях	419
15.3. Логічні функції і логічний пристрій	422
15.4. Логічні елементи	426
15.5. Елементи пам'яті на тригерах	430
15.6. Комбінаційні логічні пристрої	438
15.7. Комбінаційні цифрові пристрої	440
15.8. Запам'ятовуючі пристрої.	450
15.9. Аналогово-цифрові та цифро аналогові перетворювачі.	457
Контрольні запитання	462
Типові задачі	462
Глава шістнадцята Основи мікропроцесорної техніки	464
16.1. Принципи роботи ЕОМ	464
16.2. Загальні питання побудови процесора	468
16.3. Мікропроцесорні системи	472
16.4. Побудова мікропроцесорних систем з використанням мікропроцесорних комплектів	474
16.5. Однокристална мікроЕОМ КМ1813ВЕ1 для цифрової обробки сигналів	483
16.6. Однокристалні мікроконтролери сімейства PIC16/17	486
16.7. Комп'ютерні системи керування технологічними комплексами	492
Контрольні запитання	498
ДОДАТКИ	499
Додаток 1. Питомий опір та температурний коефіцієнт опору деяких провідникових матеріалів	499
Додаток 2. Умовні графічні позначення, використовувані в електричних схемах	499
Додаток 3. Одиниці Міжнародної системи (ДСТ 8.417-81)	501
Додаток 4. Літерні позначення найбільш вживаних в електротехніці величин (ДСТ 1494–77)	503
Додаток 5. Перерахування одиниць енергії	504
Додаток 6. Перерахування одиниць потужності	504
Додаток 7. Множники і приставки для утворення десяткових кратних і дольних одиниць	504
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	505
ЗМІСТ	506

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Касаткин А.С., Немцов М.В. Электротехника. – М.: Высшая школа, 2002. – 542с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – 10-е изд. М.: УИЦ "Гардарики", 2001. – 638 с.
3. Общая электротехника /Под ред. А. Т. Блажкина. – 4-0 изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 592 с.
4. Кацман М.М. Электрические машины. – М.: Высшая школа, 2002. – 469 с.
5. Копылов И.П. Электрические машины: Учебник. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 354 с.
6. Півняк Г.Г., Довгань В.П., Шкрабець Ф.П. Електричні машини: Навчальний посібник. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2003. 327 с.
7. Аналоговая и цифровая электроника. Учебник для вузов. /Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; Под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. – 768 с.
8. Горбачов Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. Учебник для вузов. / Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
9. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
10. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы: Учебник для техникумов связи. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. – 336 с.

З М І С Т

ПЕРЕДМОВА	3
ВСТУП	5
Розділ I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА	
Глава перша Електричні кола постійного струму	8
1.1. Основні визначення, закони і методи розрахунку кіл постійного струму	8
1.2. Розрахунок простих кіл постійного струму	20
1.3. Розрахунок складних лінійних електричних кіл постійного струму	26
1.4. Нелінійні електричні кола постійного струму	32
Контрольні запитання	35
Типові задачі	35
Глава друга Лінійні електричні кола синусоїдального струму	36
2.1. Загальні відомості про кола синусоїдального струму	36
2.2. Елементи електричного кола синусоїдального струму	44
2.3. Основи символічного методу розрахунку кіл синусоїдального струму	48
2.4. Комплексний опір. Закон Ома для кола синусоїдального струму. Комплексна провідність	49
2.5. Закони Кирхгофа для кіл змінного струму	50
2.6. Розрахунок кіл синусоїдального струму методами, що застосовуються для розрахунку кіл постійного струму	51
2.7. Потужність кола змінного струму	53
2.8. Резонансні явища в електричних колах синусоїдального струму	55
Контрольні запитання	59
Типові задачі	60
Глава третя Трифазні електричні кола	
3.1. Трифазні електричні кола. Основні поняття та визначення	61
3.2. Трифазні кола	65
3.3. Особливості розрахунку трифазних кіл	70
3.4. Потужність трифазного кола	75
Контрольні запитання	76
Типові задачі	77
Глава четверта Магнітні ланцюги. електромагнітна індукція і механічні сили в магнітному полі	78
4.1. Основні характеристики і властивості магнітних матеріалів	78
4.2. Магнітні ланцюги	83
4.3. Явище електромагнітної індукції. Сила Лоренца	85
4.4. Явище самоіндукції і ЕРС самоіндукції. Індуктивність	88
4.5. Явище взаємоіндукції. ЕРС взаємоіндукції. Взаємна індуктивність контурів	89
4.6. Енергія магнітного поля відокремленої котушки	91
4.7. Механічні зусилля в магнітному полі	92
4.8. Закон електромагнітної інерції. Правило Ленца	93
4.9. Втрати на гістерезис і на вихрові струми	93
Контрольні запитання	95
Глава п'ята Електровимірювальні прилади та електричні виміри	96
5.1. Види і методи електричних вимірів. Класифікація похибок	96
5.2. Засоби виміру електричних величин	98
5.3. Умовні позначки електровимірювальних приладів	99
5.4. Загальні відомості про електромеханічні вимірювальні прилади	99

5.5. Магнітоелектричні прилади	103
5.6. Електромагнітні прилади	105
5.7. Електродинамічні прилади	106
5.8. Індукційні прилади	108
5.9. Електростатичні прилади	108
5.10. Електронні аналогові прилади	109
5.11. Цифрові вимірювальні прилади	110
5.12. Прилади і пристрої, що реєструють	113
5.13. Вимірювальні системи	115
5.14. Перетворювачі неелектричних величин	116
5.15. Вимір струму і напруги	117
5.16. Вимір електричної потужності й енергії	120
5.17. Вимір параметрів електричних ланцюгів	122
5.18. Методи і засоби виміру магнітних величин	126
Контрольні запитання	128
Глава шоста Введення в електромеханіку	129
6.1. Електромеханіка та суспільство	129
6.2. Закони електромеханіки	132
6.3. Класифікація електричних машин	135
6.4. Номінальні дані електричних машин	137
6.5. Вимоги, що висуваються до електричних машин	139
Контрольні запитання	140
Глава сьома Трансформатори	141
7.1. Загальні відомості	141
7.2. Будова, принцип роботи трансформатора, основні визначення	143
7.3. Однофазні трансформатори	149
7.4. Дослідне визначення параметрів схеми заміщення трансформатора	160
7.5. Трифазні трансформатори	164
7.6. Паралельна робота трансформаторів	166
7.7. Різновиди трансформаторів	167
Контрольні запитання	174
Типові задачі	174
Глава восьма Трифазні асинхронні двигуни	176
8.1. Принцип дії та конструкція трифазних асинхронних двигунів	176
8.2. Робочі процеси в асинхронному двигуні	185
8.3. Електромагнітний момент і механічні характеристики асинхронного двигуна	196
8.4. Робочі характеристики асинхронного двигуна	203
8.5. Пуск у хід асинхронного двигуна	205
8.6. Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів	208
8.7. Основні типи асинхронних двигунів, що випускаються серійно	212
Контрольні запитання	215
Типові задачі	217
Глава дев'ята Трифазні синхронні машини	218
9.1. Основні визначення і поняття	218
9.2. Типи синхронних машин і їхніх конструкцій	219
9.3. Трифазні синхронні генератори	222
9.4. Паралельна робота синхронної машини з мережею	235
9.5. Трифазні синхронні двигуни	241
Контрольні запитання	252
Типові задачі	253

Глава десята	Машини постійного струму	254
10.1.	Області застосування машин постійного струму	254
10.2.	Принцип дії машини постійного струму	254
10.3.	Будова машин постійного струму	257
10.4.	ЕРС якоря й електромагнітний момент машин постійного струму	265
10.5.	Реакція якоря	267
10.6.	Комутація в машинах постійного струму	270
10.7.	Генератори постійного струму	274
10.8.	Електродвигуни постійного струму	278
10.9.	Втрати і коефіцієнт корисної дії машини постійного струму	285
10.10.	Типи машин постійного струму	288
	Контрольні запитання	289
	Типові задачі	290
Глава одинадцята	Основи електроприводу	291
11.1.	Призначення і види електроприводів	291
11.2.	Основне рівняння руху і навантажувальні діаграми електроприводів	293
11.3.	Нагрівання й охолодження двигунів	296
11.4.	Номінальні режими роботи двигунів	299
11.5.	Вибір потужності двигуна для різних режимів роботи	301
11.6.	Вибір типу двигуна	307
11.7.	Принципи побудови автоматичних систем керування електроприводами	311
	Контрольні запитання	315
	Типові задачі	315
Глава дванадцята	Основи електробезпеки	316
12.1.	Дія електричного струму на організм людини	316
12.2.	Вплив режиму нейтралі електричних мереж на рівень електробезпечності	318
12.3.	Міри захисту від поразки електричним струмом	323
12.4.	Призначення захисного заземлення	324
12.5.	Сутність захисного відключення	326
12.6.	Занулення	327
	Контрольні запитання	329
Розділ II ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ		
Глава тринадцята	Напівпровідникові та мікроелектронні прилади	330
13.1.	Загальні відомості про електроніку	330
13.2.	Електропровідність напівпровідників, утворення і властивості р-n-переходу	333
13.3.	Напівпровідникові прилади	338
13.4.	Інтегральні мікросхеми	
13.5.	Фотоелектричні прилади. Поняття про оптоелектронні прилади	365
	Контрольні запитання	368
Глава чотирнадцята	Аналогові та імпульсні електронні пристрої	370
14.1.	Підсилювальні пристрої	370
14.2.	Операційний підсилювач	383
14.3.	Елементи імпульсних пристроїв	387
14.4.	Тригерні і генераторні пристрої	395
14.5.	Джерела вторинного електроживлення	401
	Контрольні запитання	417

Глава п'ятнадцята Основи цифрової техніки	418
15.1. Системи числення	418
15.2. Форми представлення чисел в цифрових пристроях	419
15.3. Логічні функції і логічний пристрій	422
15.4. Логічні елементи	426
15.5. Елементи пам'яті на тригерах	430
15.6. Комбінаційні логічні пристрої	438
15.7. Комбінаційні цифрові пристрої	440
15.8. Запам'ятовуючі пристрої.	450
15.9. Аналогово-цифрові та цифро аналогові перетворювачі.	457
Контрольні запитання	462
Типові задачі	462
Глава шістнадцята Основи мікропроцесорної техніки	464
16.1. Принципи роботи ЕОМ	464
16.2. Загальні питання побудови процесора	468
16.3. Мікропроцесорні системи	472
16.4. Побудова мікропроцесорних систем з використанням мікропроцесорних комплектів	474
16.5. Однокристална мікроЕОМ КМ1813ВЕ1 для цифрової обробки сигналів	483
16.6. Однокристалні мікроконтролери сімейства PIC16/17	486
16.7. Комп'ютерні системи керування технологічними комплексами	492
Контрольні запитання	498
ДОДАТКИ	499
Додаток 1. Питомий опір та температурний коефіцієнт опору деяких провідникових матеріалів	499
Додаток 2. Умовні графічні позначення, використовувані в електричних схемах	499
Додаток 3. Одиниці Міжнародної системи (ДСТ 8.417-81)	501
Додаток 4. Літерні позначення найбільш вживаних в електротехніці величин (ДСТ 1494-77)	503
Додаток 5. Перерахування одиниць енергії	504
Додаток 6. Перерахування одиниць потужності	504
Додаток 7. Множники і приставки для утворення десяткових кратних і дольних одиниць	504
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	505
ЗМІСТ	506

ВІДОМОСТІ ПРО АВТОРІВ



Шкрабець Федір Павлович

(Народився у 1949 р.)

Гірничий інженер-електрик, доктор технічних наук з 1989 р., професор з 1991 р., академік Академії наук вищої школи України з 1996 р. Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут у 1971 р. У Національному гірничому університеті з 1971р. Завідувач кафедри електричних машин з 1998 р. Основні напрямки наукової роботи: процеси в розподільчих та тягових мережах при несиметричних пошкодженнях, оптимізація режимів роботи електричних мереж, надійність систем електропостачання гірничих підприємств, методи і пристрої захисту мереж від несиметричних пошкоджень та витоків на землю, системна автоматика.

Ципленков Дмитро Володимирович

(Народився у 1975 р.)

Інженер електромеханік, кандидат технічних наук з 2002 р., доцент кафедри електричних машин. Закінчив Державну гірничу академію України у 1997 р. Працює у Національному гірничому університеті з 1997 р. Наукова робота пов'язана з асинхронним електроприводом.



Кувасв Юрій Вікторович

(народився у 1938 р.)

Гірничий інженер-електромеханік, кандидат технічних наук з 1969 р., професор кафедри електричних машин з 2001 р. Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут у 1960 р. Працює у Національному гірничому університеті з 1963 р., проректор з навчальної роботи в 1974-1981 рр., завідував кафедрою електричних машин у 1977-1981 рр. та 1983-1998 рр. Основні праці присвячені вдосконаленню електрообладнання та електроспоживання гірничих

підприємств.

Іванов Олексій Борисович

(Народився у 1938 р.)

Гірничий інженер-електромеханік, кандидат технічних наук з 1967 р., професор кафедри електричних машин з 1997 р. Повний кавалер знаків «Шахтарська слава». Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут у 1960 р. Працює в Національному гірничому університеті з 1960 р., декан електротехнічного факультету з 1985 р. Директор Інституту електроенергетики з 2003 р. Наукова робота – в галузі систем електроспоживання, електрообладнання та автоматики.



Панченко Віктор Іванович

(Народився у 1939 р.)

Гірничий інженер-електрик, доцент кафедри електричних машин з 2003. Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут у 1960 р. Наукова робота пов'язана з дослідженням систем електропостачання транспорту з індуктивною передачею енергії на електровоз.



Колб Андрій Антонович

(Народився у 1974 р.)

Інженер електромеханік, кандидат технічних наук з 2001 р., доцент кафедри електричних машин. Закінчив Державну гірничу академію України у 1996 р. Працює у Національному гірничому університеті з 1998 р. Наукова робота пов'язана з електроприводом постійного струму.

Навчальне видання

Шкрабець Федір Павлович
Ципленков Дмитро Володимирович
Куваєв Юрій Вікторович
Іванов Олексій Борисович
Панченко Віктор Іванович
Колб Андрій Антонович

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА,
ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ
ТА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ

(Навчальний посібник)

Національний гірничий університет,
49027, м. Дніпропетровськ, 27, просп. К. Маркса, 19.

Свідоцтво про внесення до державного реєстру №

Підписано до друку 24.02.04. Формат 30 x 42/4.

Папір Captain. Гарнітура Таймс. Ризографія.

Умовн. друк. арк. 28,6 . Обліково-видавн. арк. 28,6. Тираж 300 прим.

Зам. №